

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**



0300
#3/Priority

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

PATENT

D. Bell

8/30/01

Applicants: Jae-Yoel KIM et al.

Docket No.: 678-638 (P9799)

Serial No.: 09/814,311

Date: May 23, 2001

Filed: March 21, 2001

For: **ENCODING APPARATUS
AND METHOD IN CDMA
COMMUNICATION SYSTEM**

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Appln. Nos. 14355/2000 and 38399/2000 filed on March 21, 2000 and July 5, 2000, respectively, from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,

Paul J. Farrell
Registration No. 33,494
Attorney for Applicants

DILWORTH & BARRESE, LLP
333 Earle Ovington Boulevard
Uniondale, New York 11553
(516) 228-8484

PJF:cm

CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. § 1.8 (a)

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail, postpaid in an envelope, addressed to the: Commissioner of Patents and Trademarks, Washington, D.C. 20231 on May 23, 2001


Dated: May 23, 2001

Paul J. Farrell

CERTIFICATE OF TRANSLATION

As a below named translator, I hereby declare that my residence and citizenship are as stated below next to my name and I hereby certify that I am conversant with both the English and Korean languages and the document enclosed herewith is a true English translation of the Priority Document with respect to the Korean patent application No. **2000-38399** filed on **July 5, 2000**.

NAME OF THE TRANSLATOR : Ji-Hoi KIM

SIGNATURE : _____

Date : December 30, 2003

RESIDENCE : MIHWA BLDG., 110-2, MYONGRYUN-DONG 4-GA,
CHONGRO-GU, SEOUL 110-524, KOREA

CITIZENSHIP : REPUBLIC OF KOREA

**THE KOREAN INTELLECTUAL
PROPERTY OFFICE**

This is to certify that annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual property Office of the following application as filed

Application Number : Korean Patent Application No. 2000-38399

Date of Application : July 5, 2000

Applicant(s) : Samsung Electronics Co., Ltd.

March 21, 2001

COMMISSIONER

[ABSTRACT OF THE DISCLOSURE]

[ABSTRACT]

Disclosed are an apparatus and method for encoding/decoding reverse rate indicator (RRI) information indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a variable data rate. According to the present invention, a method for encoding q reverse rate indicator (RRI) information bits indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a variable data rate, comprises the step of generating punctured (r, q) code symbols by sequences having bit values which have no influence on Hamming distance in (p, q) code symbols corresponding to a series of RRI values, the step of repeating the (r, q) code symbols t times (where t is an integer larger than (s/r)) to generate output code symbols of a predetermined length s , and outputting the repeated code symbols, and the step of puncturing the symbols at such positions to make a minimum distance optimum among the repeated code symbols, and outputting the output code symbols.

[REPRESENTATIVE FIGURE]

Fig. 4

[INDEX]

HDR System, RRI, Encoding, Decoding

25

[TITLE OF THE INVENTION]

**DEVICE AND METHOD FOR ENCODING/DECODING REVERSE RATE
INDICATOR INFORMATION IN A COMMUNICATION SYSTEM**

5 [BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS]

FIG. 1 is a block diagram of a transmitter for a mobile station in a conventional HDR system;

FIG. 2 is a block diagram of a receiver for a base station in a conventional HDR system;

10 FIG. 3 is a view illustrating a relationship between an RRI and code symbols in a conventional (8, 3) orthogonal encoder;

FIG. 4 is a block diagram of an RRI encoding apparatus according to an embodiment of the present invention;

15 FIG. 5 is a block diagram of an RRI decoding apparatus according to an embodiment of the present invention;

FIG. 6 is a block diagram of a transmitter for a mobile station in an HDR system according to the present invention; and

FIG. 7 is a block diagram of a receiver for a base station in an HDR system according to the present invention.

20

[DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT]

[OBJECT OF THE INVENTION]

[RELATED FIELD AND PRIOR ART OF THE INVENTION]

25 The present invention relates generally to an encoding/decoding apparatus and method in a communication system, and in particular, to an apparatus and method for encoding/decoding reverse rate indicator (RRI) information.

Research has actively been made on high-rate transmission of frames in a CDMA (Code Division Multiple Access) mobile communication system. A system with a channel structure for high-rate frame transmission is called an HDR (High Data Rate) system.

5

The HDR system transmits data frames at a fixed data rate or at a variable data rate. Since a data rate may be changed in variable rate services, the structure of frames (code rate, code repetition, etc.) determined by the transmission rate should be known to a receiver.

10

A so-called "RRI (Reverse Rate Indicator)" provides the structure of a frame currently being transmitted when frames are transmitted at different rates. Services at different rates are reliably provided by the RRI. An example RRI use is illustrated in FIG. 1.

15

FIG. 1 is a block diagram of a transmitter for a mobile station in a conventional HDR system. It is assumed herein that one transmission frame has 16 slots and 16 code symbols are transmitted in one slot (i.e., 256 code symbols are transmitted in one frame for transmission of an RRI).

20

Referring to FIG. 1, an encoder 100 encodes RRI information bits. For the input of three RRI bits, the encoder 100 outputs eight code symbols in 0s or 1s through (8, 3) orthogonal coding. A repeater 110 repeats the code symbols 31 times (each code symbol occurs 32 consecutive times) and outputs a total of 256 symbols ($=32 \times 8$). A signal mapper 120 converts 0s and 1s to 1s and -1s, respectively. A multiplier 135 spreads the converted symbols by the converted chips (+1, +1, +1, +1) of Walsh code #0 of length 4 through multiplication and outputs the spread symbols in chip units. A multiplexer (MUX) 140 time-multiplexes the chip-basis symbols with other signals 1 and 2. The signals 1 and

2 can be DRC (Data Rate Control) information. An output signal I' of the multiplexer 140 and a data signal Q' are applied to the input of a complex spreader 150. The complex spreader 150 complex-multiplies the signals I' and Q' by PN spreading codes PNI and PNQ . That is, the complex spreader 150
 5 multiplies an input signal $(I' + jQ')$ by a PN spreading code $(PNI + jPNQ)$ and outputs a real component signal I and an imaginary component signal Q . Baseband filters 160 and 165 perform baseband filtering on the real component signal I and the imaginary component signal Q , respectively. Multipliers 170 and 175 multiply the real component signal I and the imaginary component signal Q
 10 received from the baseband filters 160 and 165 by carriers $\cos(2\pi fct)$ and $\sin(2\pi fct)$, respectively. A summer 180 sums the multiplication results and outputs the sum as a transmission signal.

FIG. 2 is a block diagram of a receiver which is the counterpart of the
 15 transmitter of FIG. 1 for a base station in the conventional HDR system. It is assumed that a frame transmitted from the transmitter has 16 slots and 16 code symbols are transmitted for transmission of an RRI in one slot (i.e., 256 code symbols are transmitted in one frame).

20 Referring to FIG. 2, multipliers 270 and 275 multiply an input signal by $\cos(2\pi fct)$ and $\sin(2\pi fct)$, respectively. Matching filters 260 and 265 filter the multiplication results of the multipliers 270 and 275 and output matching-filtered signals I and Q . A complex despreader 250 despreads the signals I and Q to signals I' and Q' . A demultiplexer 240 time-demultiplexes the signal I' into other
 25 signals 1 and 2 and a signal for an RRI. An accumulator 235 accumulates the RRI signal on a 4-chip basis and outputs 256 symbols. A symbol accumulator 210 receives the accumulated symbols. The symbol accumulator 210 is the counterpart of the repeater 110 shown in FIG. 1. A decoder 200, the counterpart of the encoder 100 of FIG. 1, decodes eight symbols received from the symbol

accumulator 210 and outputs RRI information bits. If the encoder 100 is an (8, 3) orthogonal encoder, the decoder 200 can calculate an inverse fast Hadamard transform.

5 As described above, as the RRI value is expressed in a three-bit basis (7 combinations) according to a combination of services, it may be expressed in 0~7 combinations. The RRI is essential information to interpretation of service frames in a receiver. Therefore, if a transmission error occurs, the receiver cannot interpret the service frames reliably. To allow the receiver to correct the
10 transmission error in the RRI, the RRI is usually error correction coded.

FIG. 3 illustrates a conventional encoding apparatus for the encoder 100 shown in FIG. 1. Three-bit RRI values versus their codewords after error correction coding are shown in FIG. 3. For example, the encoder 100 can be a
15 memory for storing a series of RRI values and their codewords after error correction coding.

As shown in FIG. 3, the RRI values from 0 to 7 are expressed in three binary bits ranging from 000 to 111. An (8, 3) orthogonal encoder 300 outputs an
20 eight-symbol RRI codeword for the input of an RRI value. That is, a three-bit RRI value is input to the encoder 100 and a code of length 8 is selected from a memory (or another storage) according to the input RRI value. A minimum distance between codes is 4 in the orthogonal encoder 300. After the code symbols are repeated 31 times (each code symbol occurs 32 consecutive times)
25 in the repeater 110 of FIG. 1, the minimum distance is 128 ($=4 \times 32$) from the viewpoint of a (256, 3) code.

The error correction capability of binary linear codes is determined by the minimum distance between linear codes. For details of a minimum distance

between binary linear codes as optimum codes, see "An Updated Table of Minimum-Distance Bounds for Binary Linear Codes", A. E. Brouwer and Tom Verhoeff, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 39, No. 2, March 1993.

5 If an RRI value is three bits and an output codeword is 256 bits, the minimum distance between codes required for optimum codes is 146 according to the above document. However, since the minimum distance between codes in the conventional encoding apparatus is 128, no optimum codes exist for error correction coding. Thus, the probability of the RRI having errors is great in the
10 same channel environment. In addition, if data frames are decoded based on a wrong data rate due to errors in the RRI, the error rate of the data frames will increase. Therefore, it is important to minimize an error rate in an error correction encoder.

15 [SUBSTANTIAL MATTER OF THE INVENTION]

It is, therefore, an object of the present invention to provide an apparatus and method for encoding/decoding RRI in an HDR system.

It is another object of the present invention to provide an
20 encoding/decoding apparatus and method that can reduce the error rate of RRI in the same channel environment in an HDR system.

It is a further object of the present invention to provide an encoding/decoding apparatus and method that enable accurate determination of a
25 variable data rate of data frames in an HDR system.

To achieve the above and other objects, there is provided an apparatus for encoding/decoding reverse rate indicator (RRI) information indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a

variable data rate.

According to the present invention, a method for encoding q reverse rate indicator (RRI) information bits indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a variable data rate, comprises the step of generating punctured (r, q) code symbols by sequences having bit values which have no influence on Hamming distance in (p, q) code symbols corresponding to a series of RRI values, the step of repeating the (r, q) code symbols t times (where t is an integer larger than (s/r)) to generate output code symbols of a predetermined length s , and outputting the repeated code symbols, and the step of puncturing the symbols at such positions to make a minimum distance optimum among the repeated code symbols, and outputting the output code symbols.

15 [CONSTRUCTION AND OPERATION OF THE INVENTION]

Preferred embodiments of the present invention will be described hereinbelow with reference to the accompanying drawings. In the following description, like elements are referred to by like reference numerals even if shown in different drawings. Further, well-known functions or constructions are not described in detail since they would obscure the invention in unnecessary detail.

The present invention generates optimum codes for encoding RRI information bit in a CDMA system that uses the RRI information bit indicating a frame structure being currently transmitted. In the present invention, punctured $(7, 3)$ orthogonal codes are used instead of the $(8, 3)$ orthogonal codes of FIG. 3.

Principle of the Present Invention

For better understanding of the subject matter of the present invention, the relationship between error correction codes and error correction performance will be described below. The performance of linear error correction codes is measured by the Hamming distance distribution of their codewords. Hamming distance refers to the number of non-zero symbols in a codeword. For a codeword "0111", the number of 1s in the codeword, namely, the Hamming distance of the codeword, is 3. The smallest of Hamming distances is called a minimum distance. It is well known that as the minimum distance increases, the error correction performance of the linear error correction codes becomes excellent, as disclosed in "The Theory of Error-Correcting Codes", F. J. Macwilliams, N. J. A. Sloane, North-Holland.

First, a description will be made of Hamming distances and minimum distances for the conventional (8, 3) orthogonal codes and punctured (7, 3) orthogonal codes according to the present invention. The relationship among input bits, codewords, and Hamming distances for the (8, 3) orthogonal codes is illustrated in Table 1.

(Table 1)

	<u>input bits</u>	<u>codeword</u>	<u>Hamming distance</u>
20	000	00000000	0
	001	01010101	4
	010	00110011	4
	011	01100110	4
25	100	00001111	4
	101	01011010	4
	110	00111100	4
	111	01101001	4

As noted from Table 1, all codewords have 0s in their first columns, which has no influence on their Hamming distances. Therefore, although the (8, 3) codes are repeated 31 times (the (8, 3) codes occur 32 consecutive times), the repeated 32 symbols of the first column exert no influence on Hamming distances. Consequently, an optimum Hamming distance cannot be obtained.

On the other hand, codes with an optimum Hamming distance can be achieved by repeating (7, 3) codes 31 times, which are produced by puncturing the first columns of the (8, 3) codewords. Table 2 shows the relationship among input bits, codewords, and their Hamming distances for the punctured (7, 3) codes.

(Table 2)

	<u>input bits</u>	<u>codeword</u>	<u>Hamming distance</u>
15	000	0000000	4
	001	1010101	4
	010	0110011	4
	011	1100110	4
	100	0001111	4
20	101	1011010	4
	110	0111100	4
	111	1101001	4

Now, codewords of length 32 will be focused on to compare the prior art with the present invention. For reference, an optimum minimum distance is 18 for (32, 3) codes in theory. After (8, 3) codes are repeated 3 times (the (8, 3) codes occur 4 consecutive times), the resulting codewords of length 32 are shown as follows.

(Table 3)

Input Bits	Codeword	Hamming Distance
000	00000000 00000000 00000000 00000000	0
001	01010101 01010101 01010101 01010101	$4 \times 4 = 16$
010	00110011 00110011 00110011 00110011	$4 \times 4 = 16$
011	01100110 01100110 01100110 01100110	$4 \times 4 = 16$
100	00001111 00001111 00001111 00001111	$4 \times 4 = 16$
101	01011010 01011010 01011010 01011010	$4 \times 4 = 16$
110	00111100 00111100 00111100 00111100	$4 \times 4 = 16$
111	01101001 01101001 01101001 01101001	$4 \times 4 = 16$

It is noted from Table 3 that the columns with bold 0s (i.e., the first columns of the repeated codewords) occur four consecutive times without influencing the Hamming distances of the codewords after repetition of the (8, 3) orthogonal codes. Therefore, the minimum distance is 16, not optimum.

In table 4, the (7, 3) codes obtained by puncturing all-0s columns of the orthogonal codes are repeated five times, three bold underlined columns in the fifth repetition are punctured, and codeword of length 32 are produced.

(Table 4)

Input Bits	Codeword	Hamming Distance
000	0000000 0000000 0000000 0000000 <u>000</u> 0000	0
001	1010101 1010101 1010101 1010101 <u>101</u> 0101	$4 \times 4 + 2 = 18$
010	0110011 0110011 0110011 0110011 <u>011</u> 0011	$4 \times 4 + 2 = 18$
011	1100110 1100110 1100110 1100110 <u>110</u> 0110	$4 \times 4 + 2 = 18$
100	0001111 0001111 0001111 0001111 <u>000</u> 1111	$4 \times 4 + 4 = 20$

101	1011010 1011010 1011010 1011010 <u>101</u> 1010	$4 \times 4 + 2 = 18$
110	0111100 0111100 0111100 0111100 <u>011</u> 1100	$4 \times 4 + 2 = 18$
111	1101001 1101001 1101001 1101001 <u>110</u> 1001	$4 \times 4 + 2 = 18$

As noted from Table 4, codes with a minimum distance of 18 can be formed by repeating the punctured (7, 3) codes. The Hamming distance distribution of the codewords varies according to the positions of the punctured symbol columns. The best performance is obtained by puncturing symbols at the positions shown in Table 4. As shown in Table 4, the first, second, and third columns of each fifth repeated codeword are punctured in the punctured (7, 3) codes. Since the codewords result from repetition of punctured (7, 3) codewords, the Hamming distance distribution is unchangeably acquired if the first columns of any other repeated codewords are punctured instead of the first columns of the fifth repeated codewords. For example, when the 1st, 16th ($=7 \times 2 + 2$), and 31st ($=7 \times 4 + 3$) columns are punctured instead of the first, second, and third columns of each fifth repeated codeword of the punctured (7, 3) codewords, the above Hamming distance distribution results.

15

As stated before, the present invention pertains to an optimum code generation method obtained by repeating punctured (7, 3) orthogonal codes and an optimum encoding apparatus and decoding apparatus for encoding RRI in a CDMA system that transmits RRI bits using the method. In the foregoing description, three-bit RRI values are encoded using (7, 3) code symbols formed by puncturing columns with all 0s without any influence on Hamming distances in (8, 3) code symbols. Each (7, 3) code symbol is repeated five times to generate code symbols of a predetermined length 32 and three symbols of the repeated code symbols are punctured. However, it should be noted that the number of RRI bits is a mere exemplary application according to the present invention. Assuming that the RRI consists of q bits, sequences having bit values

25

which have no influence on Hamming distances in (p, q) code symbols corresponding to the RRI can use (r, q) punctured code symbols. The (r, q) code symbols are repeated t times (where t is an integer larger than (s/r)) to generate output code symbols of a predetermined length s. The symbols at such positions
5 to make a minimum distance optimum are punctured among the repeated code symbols.

A description of embodiments of an RRI encoding apparatus and an RRI decoding apparatus in a CDMA system where RRI bits are transmitted according
10 to the present invention will be given hereinbelow. FIGs. 4 and 5 are block diagrams of the RRI encoding apparatus and the RRI decoding apparatus, respectively, according to the present invention. FIG. 6 is a block diagram of a transmitter with the encoding apparatus in a mobile station, which can be constituted by removing the repeater 110 from the transmitter shown in FIG. 1.
15 FIG. 7 is a block diagram of a receiver with the decoding apparatus in a base station, which can be constituted by removing the symbol accumulator 210 from the receiver shown in FIG. 2. The encoding apparatus and the decoding apparatus are considered in two embodiments according to frame structures. The first embodiment is based on a frame structure wherein one transmission frame
20 includes 16 slots (one transmission frame is 26.76ms in duration) and the second embodiment is based on a frame structure wherein one transmission frame includes 12 slots (one transmission frame is 20ms in duration).

First Embodiment

25

The first embodiment is applied to an HDR system wherein one transmission frame includes 16 slots, 16 code symbols are transmitted in one slot for RRI information, and a total of 256 (=16×16) symbols are transmitted in one frame. An optimum (256, 3) code generation method and an RRI encoding

apparatus using optimum (256, 3) codes will be focused on in the first embodiment. More specifically, (256, 3) codes are generated by repeating punctured (7, 3) codes 36 times and puncturing part of the resulting 259 symbols (=7×37) at such positions to make a minimum distance optimum. The symbols at those positions, namely, symbols to be punctured, are the three bold underlined symbols, that is, the 1st, 128th, and 255th symbols, shown in Table 5. The positions of symbols to be punctured are determined by $n1 \times 7 + 1$, $n2 \times 7 + 2$, and $n3 \times 7 + 3$ ($0 \leq n1, n2, n3 \leq 37$ and $n1, n2$, and $n3$ are the indexes of repeated blocks). In Table 5, puncturing positions #1, #128, and #255 are determined when $n1 = 0$, $n2 = 18$, and $n3 = 36$, respectively.

(Table 5)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105
106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126
127	<u>128</u>	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147
148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168
169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189
190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210
211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231
232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252
253	254	<u>255</u>	256	257	258	259														

The (256, 3) codes become optimum codes with a minimum distance of 146 (= (4×36)+2) by puncturing the bold underlined symbols in Table 5.

The minimum distance is the same regardless of $n1$, $n2$, and $n3$ if symbols are punctured at the positions that satisfy the formula $n1 \times 7 + 1$, $n2 \times 7 + 2$, $n3 \times 7 + 3$ ($0 \leq n1, n2, n3 \leq 37$). If $n1$, $n2$, and $n3$ are 37 for simplicity of

calculation, the first, second, and third symbols of seven symbols are punctured in the 37th repeated block after the (7, 3) codes are repeated 35 times. Here, since the minimum distance of the (7, 3) codes is 4 and the minimum distance in the 37th repeated block except for the first, second, and third symbols is 2, the
 5 minimum distance of the (256, 3) codes is 146 ($= (4 \times 36) + 2$). These (256, 3) codes are optimum. An RRI encoding apparatus using the (256, 3) codes, a transmitter with the encoding apparatus, and a receiver being the counterpart of the transmitter will be described below.

10 It is assumed that three RRI information bits expressed in 0s and 1s are applied to the input of an encoder 600 in FIG. 6. According to the present invention, the encoder 600 is constituted as shown in FIG. 4.

FIG. 4 is a block diagram of an encoding apparatus, which is an encoder
 15 600 of FIG. 6, of a transmitter of a mobile station according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 4, a codeword generator 400 encodes three RRI information bits with punctured (7, 3) orthogonal codes shown in Table 2 and
 20 outputs seven code symbols. A symbol repeater 410 repeats the code symbols 36 times and outputs 259 repeated code symbols. A symbol puncturer 420 punctures the 1st, 128th ($= (7 \times 18) + 2$), and 255th ($= (7 \times 37) + 3$) symbols of the 259 symbols and outputs 256 symbols. The 256 code symbols are input to a signal mapper 620 shown in FIG. 6.

25

Referring to FIG. 6, the signal mapper 620 converts 0s and 1s to 1s and -1s, respectively. A multiplier 635 multiplies the converted symbols by the converted chips (+1, +1, +1, +1) of Walsh code #0 of length 4 for spreading. A multiplexer 640 time-multiplexes the symbols received in chips from the

multiplier 635 with other signals 1 and 2. The signals 1 and 2 can be DRC information. An output signal I' of the multiplexer 640 and a data signal Q' are input to a complex spreader 650. The complex spreader 650 complex-multiplies the signals I' and Q' by PN spreading codes PNI and PNQ. That is, the complex spreader 650 multiplies an input signal $(I' + jQ')$ by a PN spreading code $(PNI + jPNQ)$ and outputs a real component signal I and an imaginary component signal Q. Baseband filters 660 and 665 perform baseband filtering on the real component signal I and the imaginary component signal Q in a base band, respectively. Multipliers 670 and 675 multiply the filtered real component signal I and the filtered imaginary component signal Q received from the baseband filters 660 and 665 by carriers $\cos(2\pi fct)$ and $\sin(2\pi fct)$, respectively. A summer 680 sums the multiplication results and outputs the sum as a transmission signal.

FIG. 7 is a block diagram of a receiver for receiving the transmission signal from the transmitter including the encoding apparatus shown in FIG 4.

Referring to FIG. 7, multipliers 770 and 775 multiply an input signal by $\cos(2\pi fct)$ and $\sin(2\pi fct)$, respectively. Matching filters 760 and 765 filter the multiplication results of the multipliers 770 and 775 and output matching-filtered signals I and Q. A complex despreader 750 despreads the signals I and Q to signals I' and Q'. A demultiplexer 740 time-demultiplexes the signal I' into other signals 1 and 2 and a signal for an RRI. An accumulator 735 accumulates the RRI signal on a 4-chip basis and outputs 256 symbols. A decoder 700 being the counterpart of the encoder 600 shown in FIG. 6 decodes the symbols received from the accumulator 735.

FIG. 5 is a block diagram of a decoding apparatus used as the decoder 700 for the receiver in a base station shown in FIG. 7 according to the present invention.

Referring to FIG. 5, for the input of 256 symbols, a symbol accumulator 500 as the counterpart of the symbol repeater 410 and the symbol puncturer 420 shown in FIG. 4 outputs 7 symbols. A zero inserter 510 inserts 0 before the 7 symbols and outputs 8 symbols in the form of Walsh codes. For example, if 7 symbols $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7$ are applied to the input of the zero inserter 510, 0 is added before the symbol sequence and 8 symbols, 0, $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7$ are output. An IFHT (Inverse Fast Hadamard Transformer) 520 decodes the eight symbols by inverse fast Hadamard transform and outputs decoded bits.

10 Second Embodiment

The second embodiment is applied to an HDR system wherein one transmission frame includes 12 slots, 16 code symbols are transmitted in one slot for RRI information, and a total of 192 ($=12 \times 16$) symbols are transmitted in one frame. An optimum (192, 3) code generation method and an RRI encoding apparatus using optimum (192, 3) codes will be focused on in the second embodiment. More specifically, (192, 3) codes are generated by repeating (7, 3) punctured codes 27 times and puncturing part of the resulting 196 symbols ($=7 \times 28$) at such positions to make a minimum distance optimum. The symbols at those positions, namely, symbols to be punctured, are the four bold underlined symbols, the 3rd, 54th, 104th, and 154th symbols shown in Table 6. The positions of symbols to be punctured are determined by $n_1 \times 7 + 3$, $n_2 \times 7 + 5$, $n_3 \times 7 + 6$, and $n_4 \times 7 + 7$ ($0 \leq n_1, n_2, n_3, n_4 \leq 28$ and n_1, n_2, n_3 , and n_4 are the indexes of repeated blocks). In Table 6, puncturing positions #3, #54, #104, and #154 are determined when $n_1 = 0$, $n_2 = 7$, $n_3 = 14$, and $n_4 = 21$, respectively.

(Table 6)

1	2	<u>3</u>	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42

43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56
 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70
 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84
 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98
 5 99 100 101 102 103 104 105 106 107 108 109 110 111 112
 113 114 115 116 117 118 119 120 121 122 123 124 125 126
 127 128 129 130 131 132 133 134 135 136 137 138 139 140
 141 142 143 144 145 146 147 148 149 150 151 152 153 154
 155 156 157 158 159 160 161 162 163 164 165 166 167 168
 10 169 170 171 172 173 174 175 176 177 178 179 180 181 182
 183 184 185 186 187 188 189 190 191 192 193 194 195 196

The punctured symbols have the same minimum distance regardless of n_1 , n_2 , n_3 , and n_4 in the formula by $n_1 \times 7 + 3$, $n_2 \times 7 + 5$, $n_3 \times 7 + 6$, and $n_4 \times 7 + 7$ ($0 \leq n_1, n_2, n_3, n_4 \leq 28$). If n_1 , n_2 , n_3 , and n_4 are 28 for simplicity of calculation, the third, fifth, sixth, and seventh symbols of 7 symbols are punctured in the 28th repeated block after the (7, 3) codes are repeated 26 times. Here, since the minimum distance of the (7, 3) codes is 4 and the minimum distance between symbols in the 28th repeated block except for the third, fifth, sixth, and seventh symbols is 1, the minimum distance of the (192, 3) codes is 109 ($= (4 \times 27) + 1$). These (192, 3) codes are optimum. An RRI encoding apparatus using the (192, 3) codes, a transmitter with the encoding apparatus, and a receiver being the counterpart of the transmitter will be described below.

It is assumed that three RRI information bits expressed in 0s and 1s are applied to the input of the encoder 600 in FIG. 6. According to the present invention, the encoder 600 is constituted as shown in FIG. 4.

FIG. 4 is a block diagram of an encoding apparatus, which is an encoder 600 of FIG. 6, of a transmitter of a mobile station according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 4, the codeword generator 400 encodes three RRI information bits with punctured (7, 3) orthogonal codes shown in Table 2 and outputs seven code symbols. The symbol repeater 410 repeats the code symbols 28 times and outputs 196 repeated code symbols. The symbol puncturer 420 punctures the 3rd, 54th $(=(7 \times 7)+5)$, 104th $(=(7 \times 14)+6)$, and 154th $(=(7 \times 21)+7)$ symbols of the 196 symbols and outputs 192 symbols. The 192 code symbols are input to the signal mapper 620 shown in FIG. 6.

Referring to FIG. 6, the signal mapper 620 converts 0s and 1s to 1s and -1s, respectively. The multiplier 635 multiplies the converted symbols by the converted chips (+1, +1, +1, +1) of Walsh code #0 of length 4 for spreading. The multiplexer 640 time-multiplexes the symbols received in chips from the multiplier 635 with other signals 1 and 2. The signals 1 and 2 can be DRC information. An output signal I' of the multiplexer 640 and a data signal Q' are input to the complex spreader 650. The complex spreader 650 complex-multiplies the signals I' and Q' by PN spreading codes PNI and PNQ. That is, the complex spreader 650 multiplies an input signal $(I' + jQ')$ by a PN spreading code $(PNI + jPNQ)$ and outputs a real component signal I and an imaginary component signal Q. The baseband filters 660 and 665 perform baseband filtering on the real component signal I and the imaginary component signal Q in a base band, respectively. The multipliers 670 and 675 multiply the filtered real component signal I and the filtered imaginary component signal Q by carriers $\cos(2\pi fct)$ and $\sin(2\pi fct)$, respectively. The summer 680 sums the multiplication results and outputs the sum as a transmission signal.

25

FIG. 7 is a block diagram of a receiver for receiving the transmission signal from the transmitter including the encoding apparatus shown in FIG 4.

Referring to FIG. 7, the multipliers 770 and 775 multiply an input signal

by $\cos(2\pi fct)$ and $\sin(2\pi fct)$, respectively. The matching filters 760 and 765 filter the multiplication results of the multipliers 770 and 775 and output matching-filtered signals I and Q. The complex despreaders 750 despreads the signals I and Q to signals I' and Q'. The demultiplexer 740 time-demultiplexes the signal I' into other signals 1 and 2 and a signal for an RRI. The accumulator 735 accumulates the RRI signal on a 4-chip basis and outputs 192 symbols. The decoder 700 decodes symbols received from the accumulator 735 as the counterpart of the encoder 600 shown in FIG. 6.

FIG. 5 is a block diagram of a decoding apparatus used as the decoder 700 for the receiver in a base station shown in FIG. 7 according to the present invention.

Referring to FIG. 5, for the input of 192 symbols, the symbol accumulator 500 as the counterpart of the symbol repeater 410 and the symbol puncturer 420 shown in FIG. 4 outputs seven symbols. The zero inserter 510 inserts 0 before the 7 symbols and outputs 8 symbols in the form of Walsh codes. For example, if 7 symbols $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7$ are applied to the input of the zero inserter 510, 0 is added before the symbol sequence and 8 symbols, 0, $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7$ are output. The IFHT 520 decodes the eight symbols by inverse fast Hadamard transform and outputs decoded bits.

While the invention has been shown and described with reference to certain preferred embodiments thereof, it will be understood by those skilled in the art that various changes in form and detail may be made therein without departing from the spirit and scope of the invention as defined by the appended claims.

[EFFECT OF THE INVENTION]

As described above, the present invention can embody a CDMA communication system having a good performance by maximizing a minimum distance that determines the performance of an error correction encoder in an RRI indicating transmission rate of data frames.

5

[PATENT CLAIM(S)]

1. A method for encoding q reverse rate indicator (RRI) information bits indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a variable data rate, comprising the steps of:

5 generating punctured (r, q) code symbols by sequences having bit values which have no influence on Hamming distance in (p, q) code symbols corresponding to a series of RRI values;

repeating the (r, q) code symbols t times (where t is an integer larger than (s/r)) to generate output code symbols of a predetermined length s , and outputting
10 the repeated code symbols; and

puncturing the symbols at such positions to make a minimum distance optimum among the repeated code symbols, and outputting the output code symbols.

15 2. The method as claimed in claim 1, wherein the r is smaller than the p by 1.

3. The method as claimed in claim 1, the (r, q) code symbols indicate the symbols obtained by puncturing sequences having the same bit value
20 in the (p, q) code symbols.

4. A method for determining symbol sequences to be punctured among the second code symbols to make Hamming distance of the predetermined first code symbols optimum, length of the second code symbols
25 being larger than that of the first code symbols, comprising the steps of:

calculating the difference between the number of the first code symbols and that of the second code symbols, and determining the number of symbols to be punctured; and

determining the positions of symbols to be punctured in the second code

symbols to have an optimum Hamming distance, the puncturing being performed as many times as the number of symbols to be punctured determined above.

5 5. An apparatus for encoding q reverse rate indicator (RRI) information bits indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a variable data rate, comprising:

 a codeword generator for generating punctured (r, q) code symbols by sequences having bit values which have no influence on Hamming distance in (p, q) code symbols corresponding to a series of RRI values;

10 a repeater for repeating the (r, q) code symbols t times (where t is an integer larger than (s/r)) to generate output code symbols of a predetermined length s , and outputting the repeated code symbols; and

 a puncturer for puncturing the symbols at such positions to make a minimum distance optimum among the repeated code symbols, and outputting
15 the output code symbols.

6. The apparatus as claimed in claim 5, wherein the r is smaller than the p by 1.

20 7. The apparatus as claimed in claim 5, the (r, q) code symbols indicate the symbols obtained by puncturing sequences having the same bit value in the (p, q) code symbols.

8. An apparatus for decoding reverse rate indicator (RRI)
25 information from receiving information including the RRI indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a variable data rate, comprising:

 a symbol accumulator for accumulating symbols included in the receiving information and outputting a predetermined number of symbols;

a zero inserter for inserting 0 to symbols output from the symbol accumulator and outputting a symbol sequence having a predetermined number of symbols; and

a decoder for decoding the symbol sequence by inverse fast Hadamard
5 transform and outputting the RRI.

9. A method for decoding reverse rate indicator (RRI) information from receiving information including the RRI indicating a data rate change during service in a communication system that services data at a variable data
10 rate, comprising the steps of:

accumulating symbols included in the receiving information and outputting a predetermined number of symbols;

inserting 0 to symbols output from the symbol accumulator and outputting a symbol sequence having a predetermined number of symbols; and

15 decoding the symbol sequence by inverse fast Hadamard transform and outputting the RRI.

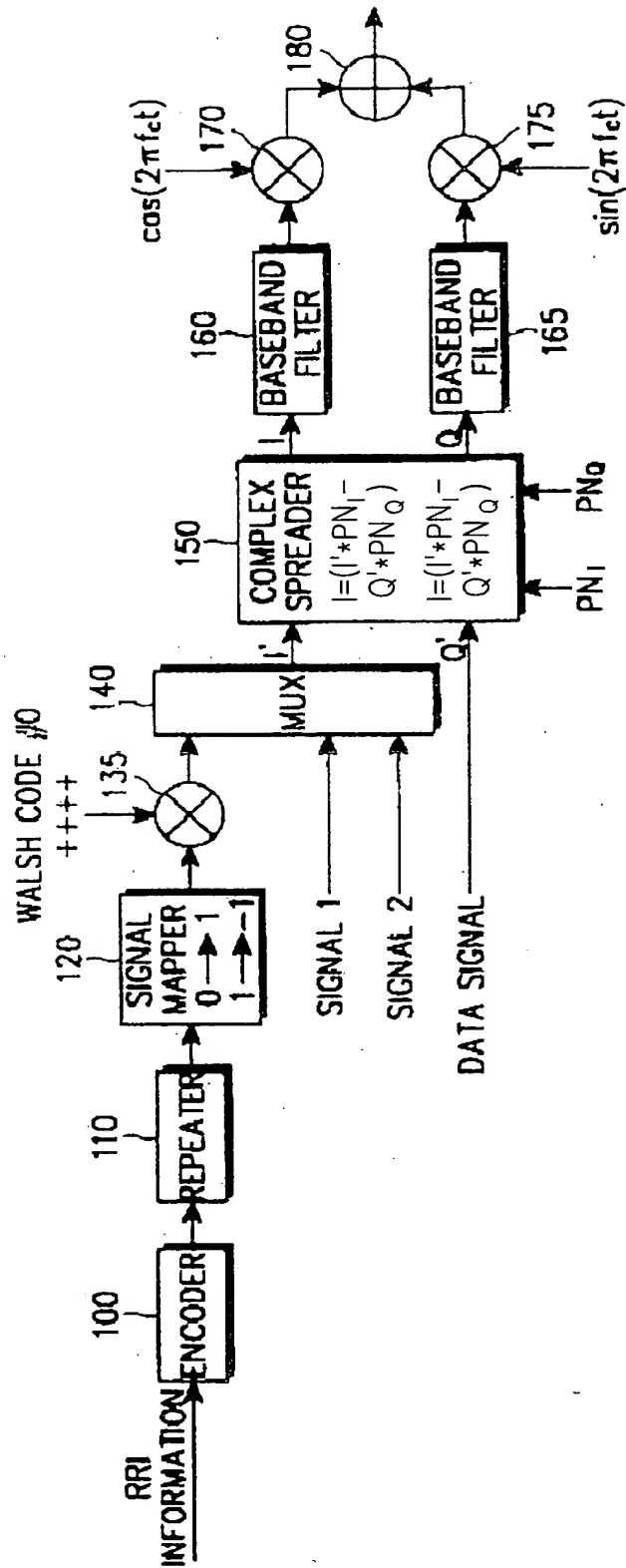


FIG.1

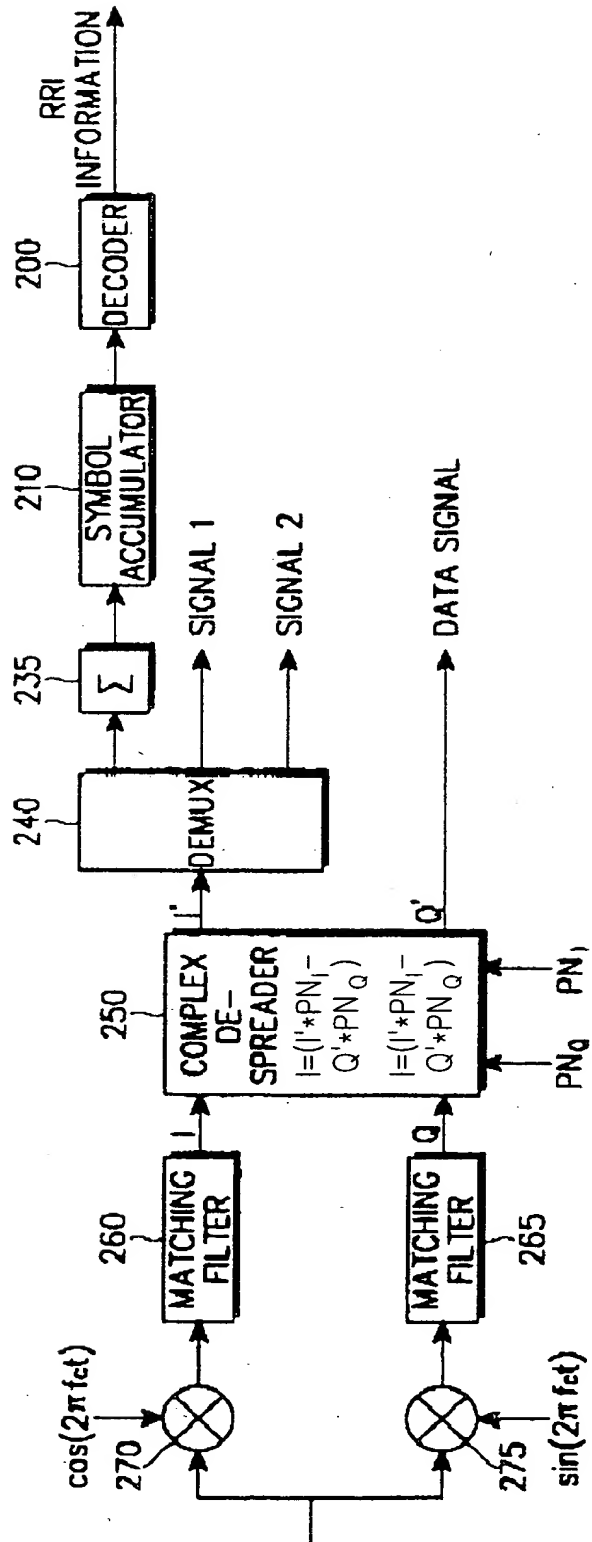


FIG. 2

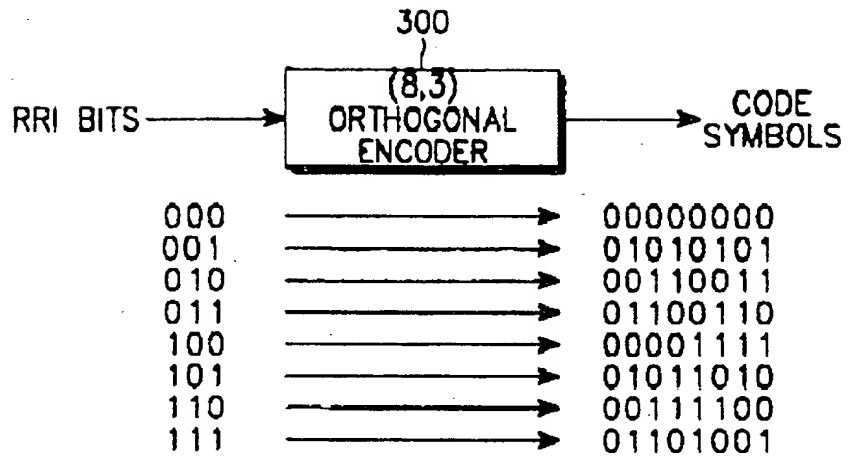


FIG.3

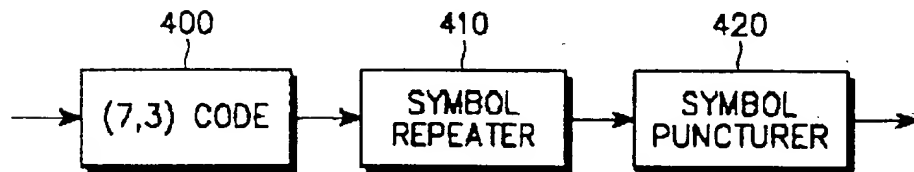


FIG.4

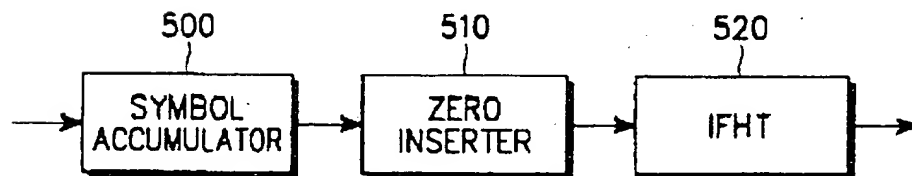


FIG.5

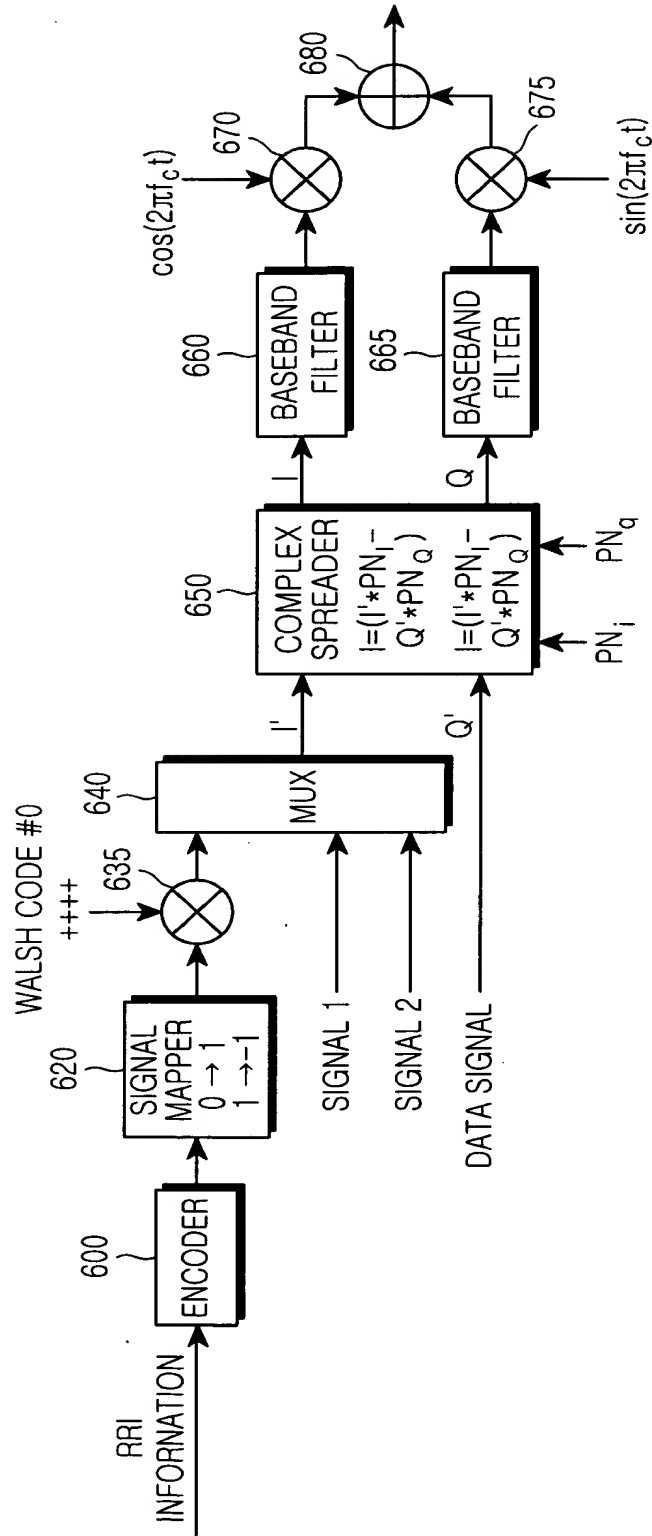


FIG.6

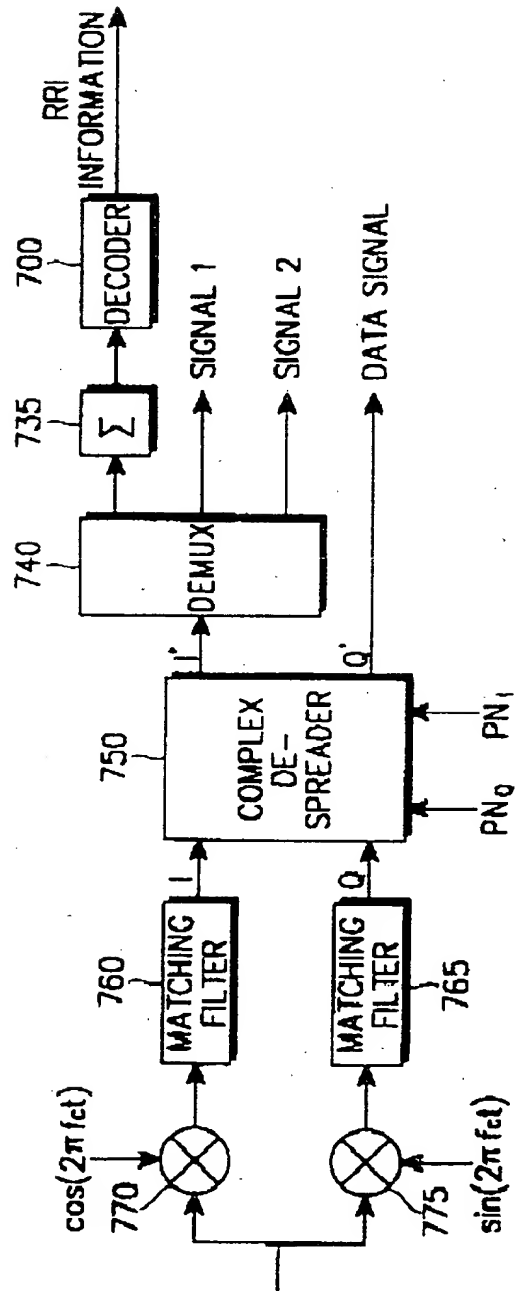


FIG. 7

9799

대한민국 특허청

KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원 번호 :
Application Number

특허출원 2000년 제 38399 호

출원 년 월 일 :
Date of Application

2000년 07월 05일

출원인 :
Applicant(s)

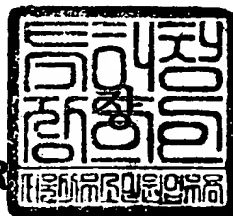
삼성전자 주식회사



2001 년 03 월 21 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0008
【제출일자】	2000.07.05
【국제특허분류】	H04J
【국제특허분류】	H04L
【발명의 명칭】	통신시스템의 전송율 가변 지시 정보 부호화/복호화 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	DEVICE AND METHOD FOR ENCODING/DECODING REVERSE RATE INDICATOR INFORMATION IN A COMMUNICATION SYSTEM
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김재열
【성명의 영문표기】	KIM, Jae Yoel
【주민등록번호】	700219-1047637
【우편번호】	435-042
【주소】	경기도 군포시 산본2동 산본9단지 백두아파트 960동 1401호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	이현우
【성명의 영문표기】	LEE, Hyun Woo
【주민등록번호】	630226-1709811
【우편번호】	441-390
【주소】	경기도 수원시 권선구 권선동 벽산아파트 806동 901호
【국적】	KR

【발명자】**【성명의 국문표기】**

윤순영

【성명의 영문표기】

Y00N,Soon Young

【주민등록번호】

661121-1552723

【우편번호】

138-160

【주소】

서울특별시 송파구 가락동 165번지 가락 한라아파트 3동 407호

【국적】

KR

【발명자】**【성명의 국문표기】**

강희원

【성명의 영문표기】

KANG,Hee Won

【주민등록번호】

680119-1051636

【우편번호】

131-207

【주소】

서울특별시 중랑구 면목7동 1499번지 용마 동아아파트 10동 902호

【국적】

KR

【발명자】**【성명의 국문표기】**

최호규

【성명의 영문표기】

CHOI, Ho Kyu

【주민등록번호】

681204-1787524

【우편번호】

137-030

【주소】

서울특별시 서초구 잠원동 56-2 신반포27차 351-603

【국적】

KR

【우선권주장】**【출원국명】**

KR

【출원종류】

특허

【출원번호】

10-2000-0014355

【출원일자】

2000.03.21

【증명서류】

첨부

【취지】

특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대
리인
주 (인) 이건

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 16 면 16,000 원

【우선권주장료】 1 건 26,000 원

【심사청구료】 0 항 0 원

【합계】 71,000 원

【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】

【요약】

가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 통신시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 부호화/복호화하기 위한 장치 및 방법이 개시되어 있다. 이러한 본 발명에 따르면, 가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 통신시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 q비트의 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 부호화하기 위한 방법은; 일련의 상기 RRI에 대응하는 (p,q) 부호어 심볼중에서 해밍거리에 영향을 미치지 않는 비트값을 가지는 열이 천공된 (r,q) 부호어 심볼을 발생하는 과정과, 미리 설정된 길이 s의 출력 부호어 심볼을 발생시키기 위해 상기 (r,q) 부호어 심볼을 t(여기서, t는 (s/r) 보다 큰 정수)만큼 반복하고, 반복된 부호어 심볼을 출력하는 과정과, 상기 반복된 부호어 심볼중에서 심볼들간의 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들을 천공하고, 상기 출력 부호어 심볼을 출력하는 과정을 포함한다.

【대표도】

도 4

【색인어】

HDR시스템, 전송율 가변 지시 정보(RRI), 부호화, 복호화

【명세서】**【발명의 명칭】**

통신시스템의 전송율 가변 지시 정보 부호화/복호화 장치 및 방법 {DEVICE AND METHOD FOR ENCODING/DECODING REVERSE RATE INDICATOR INFORMATION IN A COMMUNICATION SYSTEM}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 종래 기술이 적용되는 HDR시스템의 단말기의 송신기 구성을 도시하는 도면.

도 2는 종래 기술이 적용되는 HDR시스템의 기지국의 수신기 구성을 도시하는 도면.

도 3은 종래 기술에 따른 (8,3) 직교 부호기에서의 전송율 가변 지시 정보(RRI)와 부호어 심볼간의 대응관계를 도시하는 도면.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 RRI 부호화 장치의 구성을 도시하는 도면.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 RRI 복호화 장치의 구성을 도시하는 도면.

도 6은 본 발명이 적용되는 HDR시스템의 단말기의 송신기 구성을 도시하는 도면.

도 7은 본 발명이 적용되는 HDR시스템의 기지국의 수신기 구성을 도시하는 도면.

【발명의 상세한 설명】**【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

- <8> 본 발명은 통신시스템의 부호화/복호화 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 전송율의 가변을 지시하는 정보(RRI)를 부호화/복호화하는 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <9> 최근에 부호분할다중접속(Code Division Multiple Access)방식의 이동 통신시스템(이하 'CDMA시스템'이라 칭한다)에서 고속 프레임의 전송을 가능하게 하는 많은 연구가 이루어지고 있다. 고속 프레임 전송을 위한 채널 구조를 가지는 시스템이 소위 'HDR(High Data Rate)(혹은 HDR시스템)'이다.
- <10> 상기 HDR시스템은 데이터 프레임을 고정된 데이터 전송율로 전송하거나 가변적인 데이터 전송율로 전송한다. 가변적인 전송율로 전송되는 서비스들은 서비스 도중에 데이터 전송율이 달라질 수 있으므로, 각 서비스 프레임의 전송율에 의해 결정되는 여러 가지 프레임의 구조(부호율, 반복횟수 등)를 수신측에 알려줘야만 한다.
- <11> 이와 같이 각 서비스를 위해 사용하는 프레임의 전송속도가 서로 다른 경우에 현재 전송되고 있는 프레임의 구조를 알려주는 역할을 하는 것이 소위 '전송율 가변 지시자 정보(RRI: Reverse Rate Indicator)'이다. 이러한 RRI에 의해 각각의 전송율에 따른 서비스가 올바르게 수행되게 된다. 상기 RRI의 사용 예가 도 1에 도시되어 있다.
- <12> 도 1은 종래 기술이 적용되는 HDR시스템의 단말기의 송신기 구성을 도시한다. 여기서는 전송 프레임이 16슬롯이고, 한 슬롯에서 RRI를 전송하기 위해 16개의 부호화된 심볼이 전송되는 경우, 즉 한 프레임에 256개의 부호화된 심볼이 전송되는 경우를 예로 하여 설

명하기로 한다.

- <13> 상기 도 1을 참조하면, 부호기 100은 RRI정보 비트를 입력 및 부호화하고, 부호화된 심볼을 출력한다. '0'과 '1'로 표현되어지는 3비트의 RRI정보 비트가 부호기 100에 입력되는 경우, 상기 부호기 100은 상기 RRI정보 비트를 (8,3) 직교부호하고, '0'과 '1'로 표현되어지는 8심볼의 부호화된 심볼을 출력한다. 반복기 110은 상기 부호기 100에서 출력되는 부호화된 심볼들을 32번 반복하고, 총 $32 \times 8 = 256$ 개의 반복된 심볼들을 출력한다. 신호변환기 120은 상기 반복 심볼들을 입력하고, '0'인 심볼은 '1'로, '1'인 심볼들은 '-1'로 변환하여 출력한다. 상기 신호변환기 120에 의해 신호변환된 심볼들은 승산기 135로 입력된다. 상기 승산기 135는 상기 신호변환기 120으로부터 출력된 심볼들에 길이 4인 0번째 월시부호의 신호변환된 칩(+1,+1,+1,+1)를 승산한다. 상기 승산기 135에 의해 심볼들은 확산(Spreading)된 후 칩(chip)단위로 출력된다. 상기 칩단위의 심볼들은 멀티플렉서 140으로 입력된 후 기타신호 1 및 기타신호 2와 시간적으로 멀티플렉싱된 후 출력된다. 이때 기타신호들 1,2로는 데이터 전송율 제어(DRC: Data Rate Control)를 위한 정보가 될 수 있다. 상기 멀티플렉서 140으로부터의 출력 신호 I'는 데이터 신호 Q'와 함께 복소 확산기 150으로 입력된다. 상기 복소 확산기 150은 상기 신호 I'와 신호 Q'를 입력하고, 또한 PN(Pesudo Noise) 확산부호 PNI와 PNQ를 입력하고, 상기 입력들을 복소상에서 곱셈하여 출력한다. 즉 상기 복소 확산기 150은 입력신호 $(I' + jQ')$ 와 PN확산부호 $(PNI + jPNQ)$ 를 승산하고, 실수성분 신호 I와 허수성분 신호 Q를 출력한다. 기저대역 여파기들 160과 165는 각각 상기 실수성분 신호 I와 허수성분 신호 Q를 기저대역에서 여파(필터링)한다. 승산기들 170과 175는 각각 상기 기저대역 여파된 실수성분 신호 I와 허수성분 신호 Q에 각각 반송파 $\cos(2\pi fct)$ 와 $\sin(2\pi fct)$ 를 승산한다. 상기 승산기들

170 및 175에 의한 승산결과들은 합산기 180에 입력되어 합산된 후 송신신호로서 출력된다.

<14> 도 2는 종래 기술이 적용되는 HDR시스템의 기지국 수신기의 구조를 도시하는 도면으로, 상기 도 1에 도시된 송신기의 구조에 대응한다. 여기서는 송신기로부터 전송된 프레임이 16슬롯이고, 한 슬롯에서 RRI를 전송하기 위해 16개의 부호화된 심볼이 전송된 경우, 즉 한 프레임에 256개의 부호화된 심볼이 전송된 경우에 대응하는 수신기의 동작을 예로 하여 설명하기로 한다.

<15> 상기 도 2를 참조하면, 수신신호는 각각 승산기 270과 승산기 275에 입력된 후 반송파 $\cos(2\pi fct)$ 와 $\sin(2\pi fct)$ 각각 승산된다. 정합필터들 260과 265 각각은 상기 승산기들 270, 275에 의한 승산결과를 정합 필터링하고, 정합 필터링 결과신호들 I, Q를 출력한다. 복소 역확산기 250은 상기 정합필터들 260, 265에 의한 필터링 결과신호들 I, Q를 역확산한 후 I'신호 및 Q'신호를 출력한다. 디멀티플렉서 240은 상기 I'신호를 시간적으로 디멀티플렉싱하고, RRI 출력을 위한 신호와, 기타신호 1, 기타신호 2로 분리 출력한다. 상기 RRI 출력을 위한 신호는 누적기 235로 입력되어 4칩씩 누적된 후 출력된다. 이때 상기 누적기 235로부터 출력되어지는 심볼들은 256개이다. 상기 누적기 235에 의해 누적된 심볼들은 심볼 누적기 210으로 입력된다. 상기 심볼 누적기 210은 도 1에 도시된 한 심볼을 32번 반복하는 반복기 110에 대응하는 구성요소이다. 복호기 200은 상기 도 1의 부호기 100에 대응하는 구성요소로, 상기 심볼 누적기 210으로부터 출력되는 8개의 심볼들을 복호화하고, RRI정보 비트를 출력한다. 상기 부호기 100으로 (8,3) 직교부호기를 사용하는 경우, 상기 복호기 200은 역하다마드 변환(Inverse Fast Hadamard Transform)을 사용할 수 있다.

<16> 전술한 바와 같은, RRI의 값은 서비스들의 조합에 따라 3비트(7가지 조합)의 기본형으로 표현되어 0~7가지의 조합을 표현할 수 있다. 상기 RRI의 값은 수신단에서 각 서비스들의 프레임을 해석하기 위해 반드시 필요한 정보이므로, 전송 오류가 발생한다면 수신단에서 각 서비스들의 프레임을 올바르게 해석하지 못할 것이다. 따라서 전송 도중에 오류가 발생한다 할지라도 수신단에서 RRI의 전송중에 발생하는 오류를 정정할 수 있도록, 상기 RRI의 값은 오류정정부호(Error Correction Code)에 의해 부호화되는 것이 일반적이다.

<17> 도 3은 도 1에 도시된 부호기 100을 구성하는 종래 기술에 따른 부호화 장치의 일 예를 도시하는 도면으로, 3비트로 표현되는 RRI의 값들 각각에 대해 오류정정부호화를 취했을 때 출력되는 부호어들이 도시되어 있다. 일 예로, 상기 부호기 100은 일련의 RRI 값들과, 이 RRI 값들 각각에 대해 오류정정부호화를 취한 결과인 부호어를 저장하는 메모리로 구현될 수 있다.

<18> 상기 도 3에 도시된 바와 같이, 0~7(000~111)사이의 RRI값은 3비트로 표현되고, (8,3) 직교(Orthogonal) 부호기 300은 상기 RRI값을 부호화하여 8심볼의 RRI 부호어로 출력한다. 즉 상기 도 3에 도시된 부호기 100의 입력정보 비트는 3비트의 RRI값으로 표현되고, 각 RRI값에 따라 메모리(혹은 기타 다른 저장 장치)에 저장되어 있는 길이 8의 부호가 선택된다. 상기 메모리에 저장되는 부호는 8 by 8 직교부호로 구성될 수 있다. 상기 직교부호기 300의 부호간 최단거리는 4이다. 그리고 상기 직교부호기 300으로부터 출력되는 부호가 상기 도 1의 반복기 110을 통해 32번 반복되어지고 나면, 총 (256,3)부호관점에서 최단거리는 $4 \times 32 = 128$ 이다.

<19> 한편, 일반적으로 2진 선형 부호(Binary Linear Codes)의 오류 정정 능력은 이진 선형부

호의 각 부호간 최단 거리에 따라 결정되는데, 최적부호(optimal code)가 되기 위한 2진 선형 부호의 입력 값과 출력 값에 따른 부호간의 최단 거리에 대해서는 문헌 An Updated Table of Minimum-Distance Bounds for Binary Linear Codes (A.E. Brouwer and Tom Verhoeff, IEEE Transactions on information Theory, VOL 39, NO. 2, MARCH 1993)에 상세하게 개시되어 있다.

<20> 일 예로, 전송되는 RRI의 값이 3비트이고, 부호화되는 값이 256비트라고 가정할 때, 상기 문헌에서 요구하는 최적부호의 각 부호간의 최단거리는 146이다. 그러나 상기 부호어는 부호간 최단거리가 128이 되므로, 오류정정방식 부호화는 최적부호를 가지지 못한다. 상기 오류정정방식 부호화에서 최적부호를 가지지 못한다면 동일한 채널환경에서 RRI의 오류확률이 커지게 될 것이다. 또한, RRI의 오류가 발생하여 데이터 프레임의 전송률을 잘못 판단하고 데이터 프레임을 복호화하면, 데이터 프레임의 에러률은 증가하게 될 것이다. 따라서, RRI를 부호화하는 오류정정부호기는 오류율을 최소화하는 것이 중요하다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

- <21> 따라서 본 발명의 목적은 HDR시스템에서 RRI를 부호화/복호화하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <22> 본 발명의 다른 목적은 HDR시스템에서 동일한 채널 환경에서 RRI의 오류확률을 줄이는 부호화/복호화 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <23> 본 발명의 또 다른 목적은 HDR시스템에서 데이터 프레임의 가변적인 전송율을 정확

하게 판단할 수 있도록 하는 부호화/복호화 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<24> 이러한 목적들을 달성하기 위한 본 발명은 가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 부호분할다중접속시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 부호화 및 복호화하기 위한 장치를 제안한다.

<25> 본 발명에 따르면, 가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 통신시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 q비트의 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 부호화하기 위한 방법은; 일련의 상기 RRI에 대응하는 (p,q) 부호어 심볼중에서 해밍거리에 영향을 미치지 않는 비트값을 가지는 열이 천공된 (r,q) 부호어 심볼을 발생하는 과정과, 미리 설정된 길이 s의 출력 부호어 심볼을 발생시키기 위해 상기 (r,q) 부호어 심볼을 t(여기서, t는 (s/r)보다 큰 정수)만큼 반복하고, 반복된 부호어 심볼을 출력하는 과정과, 상기 반복된 부호어 심볼중에서 심볼들간의 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들을 천공하고, 상기 출력 부호어 심볼을 출력하는 과정을 포함한다.

【발명의 구성 및 작용】

<26> 이하 본 발명의 바람직한 실시예의 상세한 설명이 첨부된 도면들을 참조하여 설명될 것이다. 도면들 중 참조번호들 및 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 참조번호들 및 부호들로 나타내고 있음에 유의해야 한다. 하기에서 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다.

<27> 우선 본 발명은 현재 전송되는 프레임의 구조를 알려주는 역할을 하는 RRI정보 비트를 전송하는 CDMA시스템에서 RRI정보 비트를 부호화함에 있어서 최적부호를 생성할 수 있도록 하는 것으로, 본 발명에서는 도 3에 도시된 바와 같이 (8,3) 직교부호를 사용하는 것이 아니라 (7,3) 천공된 직교부호를 사용하는 것임을 밝혀두는 바이다.

<28> 본 발명의 원리

<29> 본 발명의 이해를 도모하기 위해 오류정정부호와 오류정정 성능간의 관계를 설명하면 다음과 같다. 선형 오류정정부호(Linear Error Correcting Code)의 성능을 나타내는 척도(measure)로서는 오류정정부호의 부호어(codeword)의 해밍 거리(Hamming distance)의 분포가 있다. 상기 해밍 거리는 각각의 부호어에서 '0'이 아닌 심볼의 개수를 의미한다. 예를 들어, '0111'이 어떤 부호어라면 이 부호어에 포함된 1의 개수, 즉 해밍거리는 3이다. 이때 여러 부호어의 해밍거리 값들 중 가장 작은 값은 최소거리(minimum distance)라고 불리운다. 선형 오류정정부호(Linear Error Correcting Code)에 있어서 상기 최소거리가 클수록 오류정정 성능이 우수하다는 사실은 'The Theory of Error-Correcting Codes', F.J.Macwilliams, N.J.A. Sloane, North-Holland 에 개시된 바와 같이 잘 알려진 사실이다.

<30> 먼저, 도 3에 도시된 종래기술과 같이 (8,3) 직교부호를 사용하는 경우와, 본 발명에 따라 (7,3) 천공된 직교부호를 사용하는 경우에 있어서 부호어의 해밍거리 및 최소거리를 설명한다. (8,3) 직교부호들을 사용하는 경우에 입력 비트, 부호어 및 해밍거리간

의 관계가 하기의 <표 1>에 나타나 있다.

<31> 【표 1】

입력 비트	부 호 어	해밍거리
000	00000000	0
001	01010101	4
010	00110011	4
011	01100110	4
100	00001111	4
101	01011010	4
110	00111100	4
111	01101001	4

<32> 상기 <표 1>에서 알 수 있듯이 모든 부호어의 첫 번째 열들은 모두 '0'으로 해밍 거리에 영향을 주지 못한다. 따라서 상기와 같은 (8,3)부호를 32번 반복하면, 32심볼에 대해서 해밍 거리에 영향을 주지 않게 되어 최적의 해밍거리를 얻을 수 없다.

<33> 만약, 상기 (8,3) 부호어의 첫 번째 열을 천공한 (7,3) 부호어를 $32 \times 8 = 256$ 이 되도록 반복하면 최적의 해밍거리를 가지는 부호가 될 것이다. 하기의 <표 2>는 상기 천공한 직교부호의 부호어와 해밍거리 및 대응하는 입력 비트간의 관계를 나타낸다.

<34>

【표 2】

입력 비트	부 호 어	해밍거리
000	0000000	4
001	1010101	4
010	0110011	4
011	1100110	4
100	0001111	4
101	1011010	4
110	0111100	4
111	1101001	4

<35> 다음에, 길이 32인 부호어를 예로 들어 종래 기술과 본 발명을 비교하기로 한다.

참고적으로 이론상으로 (32,3) 부호로써 최적의 최소거리는 18이다. 길이 32인 부호어는 상기 (8,3)부호를 4번 반복하면 하기의 <표 3>과 같은 결과가 얻어진다.

<36> 【표 3】

입력비트	부 호 어				해밍거리
000	00000000	00000000	00000000	00000000	0
001	01010101	01010101	01010101	01010101	4x4 = 16
010	00110011	00110011	00110011	00110011	4x4 = 16
011	01100110	01100110	01100110	01100110	4x4 = 16
100	00001111	00001111	00001111	00001111	4x4 = 16
101	01011010	01011010	01011010	01011010	4x4 = 16
110	00111100	00111100	00111100	00111100	4x4 = 16
111	01101001	01101001	01101001	01101001	4x4 = 16

<37> 상기 < 표 3 >에서 도시된 바와 같이, (8,3)직교부호를 4번 반복하면 굵은색으로 표시된 전부 '0'인 열들(즉, 각각의 반복부분의 첫 번째 열들)이 4번 발생하는데, 이는

해밍거리에 영향을 주지 못한다. 따라서 최소거리는 상기 <표 3>에서 알 수 있듯이 16이고, 이는 최소거리관점에서 최적이라고 볼 수 없다.

<38> 하기의 <표 4>는 직교부호의 전부 0인 열을 천공한 (7,3)부호들을 5번 반복하고, 5번째의 반복 중 굵은색 및 밑줄로 표시된 3개의 열들을 천공하여 길이 32인 부호의 부호어들을 나타낸다.

<39> 【표 4】

입력비트	부 호 어					해밍거리
000	0000000	0000000	0000000	0000000	<u>0000000</u>	0
001	1010101	1010101	1010101	1010101	<u>1010101</u>	$4 \times 4 + 2 = 18$
010	0110011	0110011	0110011	0110011	<u>0110011</u>	$4 \times 4 + 2 = 18$
011	1100110	1100110	1100110	1100110	<u>1100110</u>	$4 \times 4 + 2 = 18$
100	0001111	0001111	0001111	0001111	<u>0001111</u>	$4 \times 4 + 4 = 20$
101	1011010	1011010	1011010	1011010	<u>1011010</u>	$4 \times 4 + 2 = 18$
110	0111100	0111100	0111100	0111100	<u>0111100</u>	$4 \times 4 + 2 = 18$
111	1101001	1101001	1101001	1101001	<u>1101001</u>	$4 \times 4 + 2 = 18$

<40> 상기 <표 4>에서 볼 수 있듯이, 직교부호의 전부 '0'인 열을 천공한 (7,3)부호들을 반복하면 최소거리 18인 부호를 만들 수 있다. 실제로 상기의 <표 4>에서 천공되어지는 심볼열의 위치에 따라 상기 부호어의 해밍거리의 분포는 달라질 수 있다. 그러나, 상기 천공위치는 가장 우수한 성능을 나타내는 위치이다. 또한, 상기 <표 4>를 보면 알 수 있듯이, 천공한 (7,3)부호의 5번째 반복부분의 1,2,3번째 열을 천공하였다. 상기 부호어는 천공한 (7,3)부호를 반복하였기 때문에, 5번째 반복부분의 1번째 열 대신 다른 반복부분의 1번째 열을 천공하여도 같은 해밍거리분포를 가진다. 예를 들어, 천공한 (7,3)부호의 5번째 반복 부분의 1,2,3번째 열 대신 1, $7 \times 2 + 2 = 16$, $7 \times 4 + 3 = 31$ 번째 열을 천공하여도 상기와 같은 해밍 분포를 가진다.

<41> 전술한 바와 같이, 본 발명은 (7,3) 천공된 직교부호를 반복함으로써 최적부호를 생성하는 방법과, 이와 같은 방법을 이용하여 RRI비트를 전송하는 CDMA시스템에서 RRI를 부호화하는 최적의 부호화 장치 및 복호화 장치를 제공하기 위한 것이다. 전술한 설명에서는 3비트의 RRI를 부호화할 시 (8,3) 부호어 심볼중에서 해밍 거리에 영향을 미치지 않는 '0'의 비트값을 가지는 열이 천공된 (7,3) 부호어 심볼을 사용하고, 상기 (7,3) 부호어 심볼을 미리 설정된 길이 32의 부호어 심볼을 발생시키기 위해 5번 반복하고, 상기 반복된 부호어 심볼들중에서 3개의 심볼들을 천공하는 것으로 설명하였다. 그러나, 본 발명은 RRI의 비트수가 달라지는 경우에도 적용될 수 있다는 사실에 유의하여야 한다. 예를 들어, RRI가 q비트로 이루어진다고 가정할 때, 상기 RRI에 대응하는 (p,q) 부호어 심볼중에서 해밍거리에 영향을 미치지 않는 비트값을 가지는 열이 천공된 (r,q) 부호어 심볼을 사용할 수 있다. 상기 (r,q) 부호어 심볼은 미리 설정된 길이 s의 출력 부호어 심볼을 발생시키기 위해 t(여기서, t는 (s/r)보다 큰 정수)만큼 반복되고, 반복된 부호어 심볼중에서 심볼들간의 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들이 천공된다.

<42> 하기에서는 본 발명의 원리에 따라 RRI비트를 전송하는 CDMA시스템에서의 RRI부호화 장치 및 복호화 장치의 예들이 설명될 것이다. 본 발명의 일 실시예에 따른 부호화 장치는 도 4에 도시된 바와 같이 구성되고, 복호화 장치는 도 5에 도시된 바와 같이 구성된다. 또한 도 4 및 도 5에 도시된 바와 같이 부호화 장치 및 복호화 장치를 구성하는 경우에 대응하여, 도 1에 도시된 바와 같은 종래 기술이 적용되는 단말기의 송신기는 도 6에 도시된 바와 같이 구성되고, 도 2에 도시된 바와 같은 종래 기술이 적용되는 기지국의 수신기는 도 7에 도시된 바와 같이 구성된다. 즉, 본 발명에 따른 부호화 장치를

수용하는 단말기의 송신기는 도 6에 도시된 바와 같이 도 1에 도시된 반복기 110을 제거하여 구성할 수 있으며, 본 발명에 따른 복호화 장치를 수용하는 기지국의 송신기는 도 7에 도시된 바와 같이 도 2에 도시된 심볼 누적기 210을 제거하여 구성할 수 있다. 하기에 본 발명에 따른 RRI 부호화/복호화 장치는 제1 실시예 및 제2 실시예로서 구분되어 설명될 것이다. 제1 실시예는 전송 프레임이 16슬롯으로 구성되는 경우(전송 프레임이 26.76ms 단위인 경우)에 본 발명을 적용한 예이고, 제2 실시예는 전송 프레임이 12슬롯으로 구성되는 경우(전송 프레임이 20ms 단위인 경우)에 본 발명을 적용한 예이다.

<43> 제1 실시예

<44> 제1 실시예는 HDR시스템에서의 전송 프레임이 16슬롯(slots)으로 구성되어지는 경우에 해당한다. 이때 한 슬롯에는 RRI정보를 전송하기 위해서 16개의 부호어 심볼이 전송되고, 한 프레임에는 $16 \times 16 = 256$ 개의 부호어 심볼이 전송된다. 제1 실시예에서는 최적의 (256,3) 부호생성 방법 및 상기 (256,3)부호를 사용하여 RRI를 부호화 하는 장치가 설명될 것이다. 보다 구체적으로 말하면, 제1 실시예에서는 상기 천공한 (7,3)부호를 37번 반복시킴에 따라 생성되는 $7 \times 37 = 259$ 심볼들 중에서 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들을 천공함으로써 (256,3) 부호를 생성하는 동작이 설명될 것이다. 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들, 즉 천공될 심볼들은 하기의 <표 5>에서 나타나는 바와 같이 $7 \times 37 = 259$ 개의 심볼들중에서 굵게 밑줄로 표시된 1,128,255번째 위치의 3개의 심볼들이다. 천공을 위한 심볼들의 위치를 결정하는 동작을 일반화된 식으로 나타내면, $n1 \times 7 + 1$, $n2 \times 7 + 2$, $n3 \times 7 + 3$ (단, $0 \leq n1, n2, n3 \leq 37$ 이고, $n1, n2, n3$ 은 반복블록의 숫자임.)과 같이 표현될 수 있다. 하기 <표 5>에서의 천공위치 1은 상기 일반화 식에서 $n1$ 이 0일 때

결정되고, 128은 n_2 가 18일 때 결정되고, 255는 n_3 이 36일 때 결정된다.

<45> 【표 5】

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105
106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126
127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147
148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168
169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189
190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210
211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231
232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252
253	254	255	256	257	258	259														

<46> 상기 <표 5>에서 굵은색 및 밑줄로 표시한 위치의 심볼들을 천공하면, 상기 (256,3)부호의 최소거리는 $(4 \times 36) + 2 = 146$ 으로 최적의 부호를 나타낸다.

<47> 상기 <표 5>에서 굵게 밑줄로 표시한 위치의 심볼들은 전술한 바와 같이 천공되는 심볼들이다. 천공되는 심볼들의 최소 거리를 살펴보면 다음과 같다. 상기 일반식 $n_1 \times 7 + 1$, $n_2 \times 7 + 2$, $n_3 \times 7 + 3$ (단, $0 \leq n_1, n_2, n_3 \leq 37$)에서 n_1, n_2, n_3 값에 상관없이 천공되는 심볼들은 항상 동일한 최소거리를 갖게 된다. 일례로, 최소거리를 간단하게 계산하기 위해서 n_1, n_2, n_3 을 37이라 할 때, 상기 (7,3)부호를 36번 반복하면 37번째 반복 블록에서 7개의 심볼들중 1번째, 2번째, 3번째의 3개의 심볼들은 천공되고, 천공되는 심볼들을 제외한 나머지 3개의 심볼들(4번째 심볼, 5번째 심볼, 6번째 심볼, 7번째 심볼)만이 남는다. 이때 (7,3)부호는 최소거리가 4이고, 상기 37번째 반복블록에서 7개의 심볼들중 1번째, 2번째, 3번째의 3개의 심볼들을 제외한 나머지 4개의 심볼들만으로 구성될 때 심볼들간의 최소거리는 2이므로, (256,3)부호의

최소거리는 $(4 \times 36) + 2 = 146$ 이고, 이러한 (256,3)부호는 최적의 부호를 나타낸다. 상기 (256,3)부호를 사용하여 RRI를 부호화하는 장치와, 이 부호화 장치를 포함하는 송신기 및 상기 송신기에 대응하는 수신기를 설명하면 다음과 같다.

<48> 지금, '0'과 '1'로 표현되어지는 3비트의 RRI정보 비트가 도 6의 부호기 600으로 입력된다고 가정한다. 본 발명의 경우 상기 부호기 600은 도 4에 도시된 바와 같이 구성된다.

<49> 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 부호화 장치의 구성을 도시하는 도면으로, 도 6에 도시된 바와 같은 단말기내 송신기의 부호기 600을 구성한다.

<50> 상기 도 4를 참조하면, 3비트의 RRI정보 비트는 부호어 발생기 400에 입력되고, 상기 부호어 발생기 400은 상기 <표 2>와 같은 (7,3) 천공된 직교부호에 의해 부호화되어 7심볼의 부호심볼을 출력한다. 심볼 반복기 410은 상기 출력된 부호심볼들을 $\lceil 256/7 \rceil = 37$ 회 반복하고, 259개의 반복된 심볼들을 출력한다. 심볼 천공기 420은 상기 반복된 259개의 심볼들을 입력하고, 1, $(7 \times 18) + 2 = 128$, $(7 \times 37) + 3 = 255$ 번째 심볼들을 천공하여 256심볼만을 출력한다. 상기 부호기 600의 심볼 천공기 420에서 출력되어지는 부호 심볼들은 도 6의 신호 변환기 620으로 입력된다.

<51> 다시 도 6을 참조하면, 신호변환기 620은 상기 부호 심볼들중 '0'인 심볼은 '1'로, '1'인 심볼들은 '-1'로 변환한다. 상기 신호변환된 심볼들은 승산기 635로 인가된다. 상기 승산기 635는 상기 신호변환기 620으로부터 출력된 심볼들에 길이

4인 0번째 월시부호의 신호변환된 칩(+1,+1,+1,+1)을 승산한다. 상기 승산기 635에 의해 심볼들은 확산(Spreading)된 후 칩(chip)단위로 출력된다. 상기 칩단위의 심볼들은 멀티플렉서 640으로 입력된 후 기타신호 1 및 기타신호 2와 시간적으로 멀티플렉싱된 후 출력된다. 이때 기타 신호들로는 데이터 전송율 제어(DRC: Data Rate Control)를 위한 정보가 될 수 있다. 상기 멀티플렉서 640으로부터의 출력 신호 I'는 데이터 신호 Q'와 함께 복소 확산기 150으로 입력된다. 상기 복소 확산기 650은 상기 신호 I'와 신호 Q'를 입력하고, 또한 PN(Pesudo Noise) 확산부호 PNI와 PNQ를 입력하고, 상기 입력들을 복소 상에서 곱셈하여 출력한다. 즉 상기 복소 확산기 650은 입력신호 ($I' + jQ'$)와 PN확산부호 ($PNI + jPNQ$)를 승산하고, 실수성분 신호 I와 허수성분 신호 Q를 출력한다. 기저대역 여파기들 660과 665는 각각 상기 실수성분 신호 I와 허수성분 신호 Q를 기저대역에서 여파(필터링)한다. 승산기들 670과 675는 각각 상기 기저대역 여파된 실수성분 신호 I와 허수성분 신호 Q에 각각 반송파 $\cos(2\pi fct)$ 와 $\sin(2\pi fct)$ 를 승산한다. 상기 승산기들 670 및 675에 의한 승산결과들은 합산기 180에 입력되어 합산된 후 송신신호로서 출력된다.

<52> 상기 도 4에 도시된 바와 같은 구성을 가지는 부호기를 포함하는 송신기로부터 출력된 송신신호는 도 7에 도시된 수신기로 수신된다.

<53> 상기 도 7을 참조하면, 수신신호는 각각 승산기 770과 승산기 775에 입력된 후 $\cos(2\pi fct)$ 와 $\sin(2\pi fct)$ 각각 승산된다. 정합필터들 760과 765 각각은 상기 승산기들 770, 775에 의한 승산결과를 정합 필터링한 후 정합 필터링 결과신호들 I,Q를 출력한다. 복소 역확산기 750은 상기 정합필터들 760, 765에 의한 필터링 결

과신호들 I,Q를 역확산한 후 I'성분신호 및 Q'성분신호를 출력한다. 디멀티플렉서 740은 상기 I'성분신호를 시간적으로 디멀티플렉싱하고, RRI 출력을 위한 신호와, 기타신호 1, 기타신호 2로 분리 출력한다. 이때 기타 신호들로는 데이터 전송율 제어(DRC: Data Rate Control)를 위한 정보가 될 수 있다. 상기 RRI 출력을 위한 신호는 누적기 735로 입력되어 4칩씩 누적된 후 출력한다. 상기 누적기 735로부터 출력되어지는 심볼들은 256개이다. 상기 누적기 735에 의해 누적된 심볼들은 복호기 730으로 입력된다. 상기 복호기 700은 도 6의 부호기 600에 대응하여 복호화 동작을 수행한다.

<54> 도 5는 본 발명에 따른 복호화 장치의 구성을 도시하는 도면으로, 도 7에 도시된 바와 같은 기지국내 수신기의 복호기 700을 구성한다.

<55> 상기 도 5를 참조하면, 256개의 심볼이 입력되면 심볼 누적기 500은 상기 입력된 256개의 심볼들에 대해 상기 도 4의 심볼 반복기 410과 심볼 천공기 420에 대응하여 누적을 하여 7개의 심볼들을 출력한다. 제로(0, zero) 삽입기 510은 상기 7개의 심볼들을 입력하고, 입력된 7개의 신호 앞에 '0'을 삽입함으로써 월시부호형태의 8개의 심볼들을 출력한다. 상기와 같은 제로 삽입과정을 예를 들어 설명하면, 제로 삽입기 510에 7개의 심볼 c1,c2,c3,c4,c5,c6,c7이 입력될 때, 상기 심볼열의 맨 앞에 0이 삽입되어 0,c1,c2,c3,c4,c5,c6,c7과 같은 8개의 심볼열이 출력된다. 역하다마드 변환기(IFHT: Inverse Fast Hadamard Transform) 520은 상기 8개의 심볼들을 역하다마드 변환하여 복호화하고, 복호화된 비트들을 출력한다.

<56> 제2 실시예

<57> 제2 실시예는 HDR시스템에서의 전송 프레임이 12슬롯(slots)으로 구성되어지는 경우에 해당한다. 이때 한 슬롯에는 RRI정보를 전송하기 위해서 16개의 부호어 심볼이 전송되고, 한 프레임에는 $12 \times 16 = 192$ 개의 부호어 심볼이 전송된다. 본 발명의 제 2실시예에서는 최적의 (192,3) 부호생성 방법 및 상기 (192,3)부호를 사용하여 RRI를 부호화 하는 장치가 설명될 것이다. 보다 구체적으로 말하면, 제2 실시예에서는 상기 천공한 (7,3)부호를 28번 반복시킴에 따라 생성되는 $7 \times 28 = 196$ 심볼들 중에서 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들을 천공함으로써 (192,3) 부호를 생성하는 동작이 설명될 것이다. 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들, 즉 천공될 심볼들은 하기의 <표 6>에서 나타나는 바와 같이 $7 \times 28 = 196$ 개의 심볼들중에서 굵게 밑줄로 표시된 3,54,104,154번째 위치의 4가지 심볼들이다. 천공을 위한 심볼들의 위치를 결정하는 동작을 일반화된 식으로 나타내면, $n_1 \times 7 + 3$, $n_2 \times 7 + 5$, $n_3 \times 7 + 6$, $n_4 \times 7 + 7$ (단, $0 \leq n_1, n_2, n_3, n_4 \leq 28$ 이고, n_1, n_2, n_3, n_4 는 반복블록의 숫자임.)와 같이 표현될 수 있다. 상기 <표 6>에서의 천공위치 3은 상기 일반화 식에서 n_1 이 0일 때 결정되고, 54는 n_2 가 7일 때 결정되고, 104는 n_3 이 14일 때 결정되고, 154는 n_4 가 21일 때 결정된다.

<58>

【표 6】

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56
57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70
71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98
99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112
113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126
127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140
141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154
155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168
169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182
183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196

<59> 상기 <표 6>에서 굵게 밑줄로 표시한 위치의 심볼들은 전술한 바와 같이 천공되는 심볼들이다. 천공되는 심볼들의 최소 거리를 살펴보면 다음과 같다. 상기 일반식 $n1x7+3$, $n2x7+5$, $n3x7+6$, $n4x7+7$ (단, $0 \leq n1, n2, n3, n4 \leq 28$)에서 $n1, n2, n3, n4$ 값에 상관없이 천공되는 심볼들은 항상 동일한 최소거리를 갖게 된다. 일례로, 최소거리를 간단하게 계산하기 위해서 $n1, n2, n3, n4$ 를 28이라 할 때, 상기 (7,3)부호를 27번 반복하면 28번째 반복 블록에서 7개의 심볼들중 3번째, 5번째, 6번째, 7번째의 4개의 심볼들은 천공되고, 천공되는 심볼들을 제외한 나머지 3개의 심볼들(1번째 심볼, 2번째 심볼, 4번째 심볼)만이 남는다. 이때 (7,3)부호는 최소거리가 4이고, 상기 28번째 반복블록에서 7개의 심볼들중 3번째, 5번째, 6번째, 7번째의 4개의 심볼들을 제외한 나머지 3개의 심볼들만으로 구성될 때 심볼들간의 최소거리는 1이므로, (192,3)부호의 최소거리는 $(4 \times 27) + 1 = 109$ 이고, 이러한 (192,3)부호는 최적의 부호를 나타낸다. 상기 (192,3)부호를 사용하여 RRI를 부호화하는 장치와, 이 부호화 장치를 포함하는 송신기 및 상기 송신기에 대응하는 수신기에 설명하면 다음과 같다.

- <60> 지금, '0'과 '1'로 표현되어지는 3비트의 RRI정보 비트가 도 6의 부호기 600으로 입력된다고 가정한다. 본 발명의 경우 상기 부호기 600은 도 4에 도시된 바와 같이 구성된다.
- <61> 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 부호화 장치의 구성을 도시하는 도면으로, 도 6에 도시된 단말기내 송신기의 부호기 600을 구성한다.
- <62> 상기 도 4를 참조하면, 3비트의 RRI정보 비트는 부호어 발생기 400에 입력되고, 상기 부호어 발생기 400은 상기 <표 2>와 같은 (7,3) 천공된 직교부호에 의해 부호화되어 7개의 부호심볼을 출력한다. 심볼 반복기 410은 상기 출력된 부호심볼들을 $\lceil 192/7 \rceil = 28$ 회 반복하고, 196개의 반복된 심볼들을 출력한다. 심볼 천공기 420은 상기 반복된 196개의 심볼들을 입력하고, 3, $(7 \times 7) + 5 = 54$, $(7 \times 14) + 6 = 104$, $(7 \times 21) + 7 = 154$ 번째 심볼들을 천공하여 192심볼만을 출력한다. 상기 부호기 600의 심볼 천공기 420에서 출력되어지는 부호 심볼들은 도 6의 신호 변환기 620으로 입력된다.
- <63> 다시 도 6을 참조하면, 신호변환기 620은 상기 부호 심볼들중 '0'인 심볼은 '1'로, '1'인 심볼들은 '-1'로 변환한다. 상기 신호변환된 심볼들은 승산기 635로 인가된다. 상기 승산기 635는 상기 신호변환기 620으로부터 출력된 심볼들에 길이 4인 0번째 윌시부호의 신호변환된 칩(+1,+1,+1,+1)을 승산한다. 상기 승산기 635에 의해 심볼들은 확산(Spreading)된 후 칩(chip)단위로 출력된다. 상기 칩단위의 심볼들은 멀티플렉서 640으로 입력된 후 기타신호 1 및 기타신호 2와 시간적으로 멀티플렉싱된 후 출력된다. 이때 기타 신호들로는 데이터 전송율 제어(DRC: Data Rate Control)를 위한 정보가 될 수 있다. 상기 멀티플렉서 640으로부터의 출력 신호 I'는 데이터 신호 Q'와 함께 복소 확산기

150으로 입력된다. 상기 복소 확산기 650은 상기 신호 I' 와 신호 Q' 를 입력하고, 또한 PN(Pesudo Noise) 확산부호 PNI와 PNQ를 입력하고, 상기 입력들을 복소상에서 곱셈하여 출력한다. 즉 상기 복소 확산기 650은 입력신호 $(I' + jQ')$ 와 PN확산부호 $(PNI + jPNQ)$ 를 승산하고, 실수성분 신호 I 와 허수성분 신호 Q 를 출력한다. 기저대역 여파기들 660과 665는 각각 상기 실수성분 신호 I 와 허수성분 신호 Q 를 기저대역에서 여파(필터링)한다. 승산기들 670과 675는 각각 상기 기저대역 여파된 실수성분 신호 I 와 허수성분 신호 Q 에 각각 반송파 $\cos(2\pi fct)$ 와 $\sin(2\pi fct)$ 를 승산한다. 상기 승산기들 670 및 675에 의한 승산결과들은 합산기 180에 입력되어 합산된 후 송신신호로서 출력된다.

<64> 상기 도 4에 도시된 바와 같은 구성을 가지는 부호기를 포함하는 송신기로부터 출력된 송신신호는 도 7에 도시된 수신기로 수신된다.

<65> 상기 도 7을 참조하면, 수신신호는 각각 승산기 770과 승산기 775에 입력된 후 $\cos(2\pi fct)$ 와 $\sin(2\pi fct)$ 각각 승산된다. 정합필터들 760과 765 각각은 상기 승산기들 770, 775에 의한 승산결과를 필터링한다. 복소 역확산기 750은 상기 정합필터들 760, 765에 의한 필터링 결과신호들을 역확산한 후 I 성분신호 및 Q 성분신호를 출력한다. 디멀티플렉서 740은 상기 I 성분신호를 시간적으로 디멀티플렉싱하고, RRI 출력을 위한 신호와, 기타신호 1, 기타신호 2로 분리 출력한다. 상기 RRI 출력을 위한 신호는 누적기 735로 입력되어 4칩씩 누적된 후 출력한다. 이때 상기 누적기 735로부터 출력되어지는 심볼들은 192개이다. 상기 누적기 735에 의해 누적된 심볼들은 복호기 730으로 입력된다. 상기 복호기 700은 도 6의 부호기 600에 대응하여 복호화 동작을 수행한다.

<66> 도 5는 본 발명에 따른 복호화 장치의 구성을 도시하는 도면으로, 도 7에 도시된 기지국내 수신기의 복호기 700을 구성한다.

<67> 상기 도 5를 참조하면, 192개의 심볼이 입력되면 심볼 누적기 500은 상기 입력된 192개의 심볼들에 대해 상기 도 4의 심볼 반복기 410과 심볼 천공기 420에 대해서 누적을 하여 7개의 심볼들을 출력한다. 제로(0, zero) 삽입기 510은 상기 7개의 심볼들을 입력하고, 입력된 7개의 신호 앞에 '0'을 삽입함으로써 월시부호형태의 8개의 심볼들을 출력한다. 상기와 같은 제로 삽입과정을 예를 들어 설명하면, 제로 삽입기 510에 7개의 심볼 $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7$ 이 입력될 때, 상기 심볼열의 맨 앞에 0이 삽입되어 $0, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7$ 과 같은 8개의 심볼열이 출력된다. 역하다마드 변환기(IFHT: Inverse Fast Hadamard Transform) 520은 상기 8개의 심볼들을 역하다마드 변환하여 복호화하고, 복호화된 비트들을 출력한다.

<68> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

【발명의 효과】

<69> 상술한 바와 같은 본 발명은 데이터 프레임의 전송속도를 나타내는 RRI의 오류정정 부호기의 성능을 좌우하는 최소거리를 최대한 높임으로써 우수한 성능을 갖는 부호분할 다중접속시스템을 구현할 수 있는 효과가 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 통신시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 q 비트의 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 부호화하기 위한 방법에 있어서,

일련의 상기 RRI에 대응하는 (p,q) 부호어 심볼중에서 해밍거리에 영향을 미치지 않는 비트값을 가지는 열이 천공된 (r,q) 부호어 심볼을 발생하는 과정과,

미리 설정된 길이 s 의 출력 부호어 심볼을 발생시키기 위해 상기 (r,q) 부호어 심볼을 t (여기서, t 는 (s/r) 보다 큰 정수)만큼 반복하고, 반복된 부호어 심볼을 출력하는 과정과,

상기 반복된 부호어 심볼중에서 심볼들간의 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들을 천공하고, 상기 출력 부호어 심볼을 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 r 은 상기 p 보다 하나 작은 것을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 3】

제1항에 있어서, 상기 (r,q) 부호어 심볼은 상기 (p,q) 부호어 심볼중에서 동일한 비트값을 가지는 열이 천공된 심볼임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 4】

미리 설정된 제1 부호어 심볼들의 해밍거리에 최적이 되도록 하기 위해 상기 제1 부호어 심볼보다 큰 길이를 가지는 제2 부호어 심볼들중에서 천공을 위한 심볼열을 결정하는 방법에 있어서,

상기 제1 부호어 심볼들의 수와 상기 제2 부호어 심볼들의 수와의 차이를 계산하고, 천공될 심볼의 수를 결정하는 과정과,

최적의 해밍거리를 가지도록 상기 제2 부호어 심볼들중에서 상기 결정된 수만큼 천공될 심볼들의 위치를 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 5】

가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 통신시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 q비트의 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 부호화하기 위한 장치에 있어서,

일련의 상기 RRI에 대응하는 (p, q) 부호어 심볼중에서 해밍거리에 영향을 미치지 않는 비트값을 가지는 열이 천공된 (r, q) 부호어 심볼을 발생하는 부호어 발생기와,

미리 설정된 길이 s 의 출력 부호어 심볼을 발생시키기 위해 상기 (r, q) 부호어 심볼을 t (여기서, t 는 (s/r) 보다 큰 정수)만큼 반복하고, 반복된 부호어 심볼을 출력하는 반복기와,

상기 반복된 부호어 심볼중에서 심볼들간의 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들을 천공하고, 상기 출력 부호어 심볼을 출력하는 천공기를 포함함을 특징으로 하는 상기

장치.

【청구항 6】

제5항에 있어서, 상기 r 은 상기 p 보다 하나 작은 것을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 7】

제5항에 있어서, 상기 (r, q) 부호어 심볼은 상기 (p, q) 부호어 심볼중에서 동일한 비트값을 가지는 열이 천공된 심볼임을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 8】

가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 통신시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 포함하는 수신정보로부터 상기 전송율 가변 지시 정보를 복호화하기 위한 장치에 있어서,

상기 수신정보에 포함된 심볼들을 누적하여 미리 결정된 수만큼의 심볼을 출력하는 심볼 누적기와,

상기 심볼 누적기로부터의 출력 심볼에 제로를 삽입하고, 미리 결정된 수의 심볼들을 가지는 심볼열을 출력하는 제로 삽입기와,

상기 심볼열을 역하다마드 변환하여 복호화하고, 상기 전송율 가변 지시 정보를 출력하는 변환기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 9】

가변적인 전송율로 데이터를 서비스하는 통신시스템에서 서비스 도중에 전송율이 변화됨을 나타내는 전송율 가변 지시 정보(RRI)를 포함하는 수신정보로부터 상기 전송율 가변 지시 정보를 복호화하기 위한 방법에 있어서,

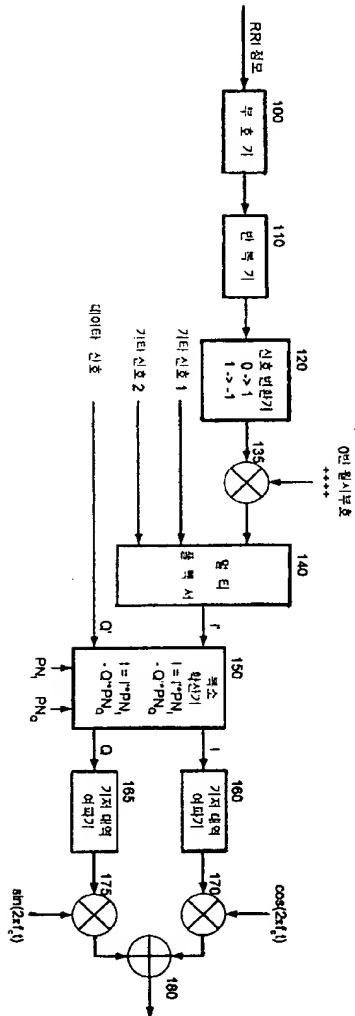
상기 수신정보에 포함된 심볼들을 누적하여 미리 결정된 수만큼의 심볼을 출력하는 과정과,

상기 심볼 누적기로부터의 출력 심볼에 제로를 삽입하고, 미리 결정된 수의 심볼들을 가지는 심볼열을 출력하는 과정과,

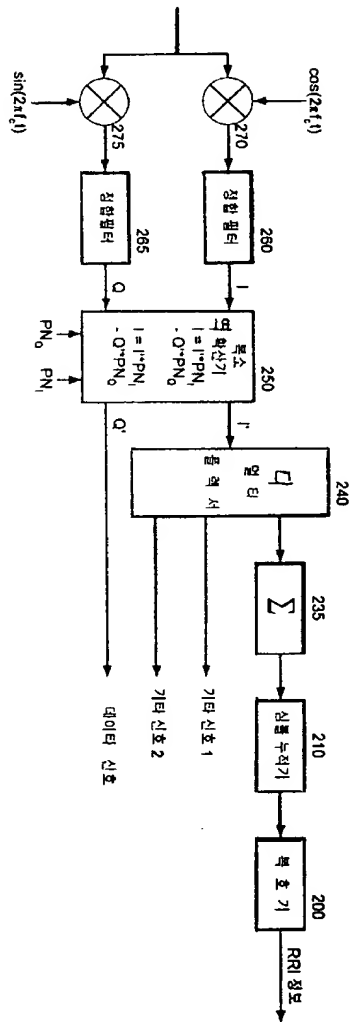
상기 심볼열을 역하다마드 변환하여 복호화하고, 상기 전송율 가변 지시 정보를 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【도면】

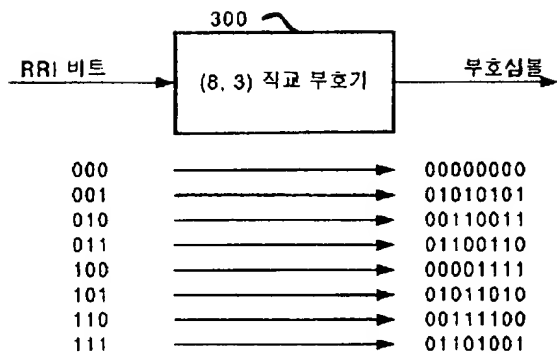
【도 1】



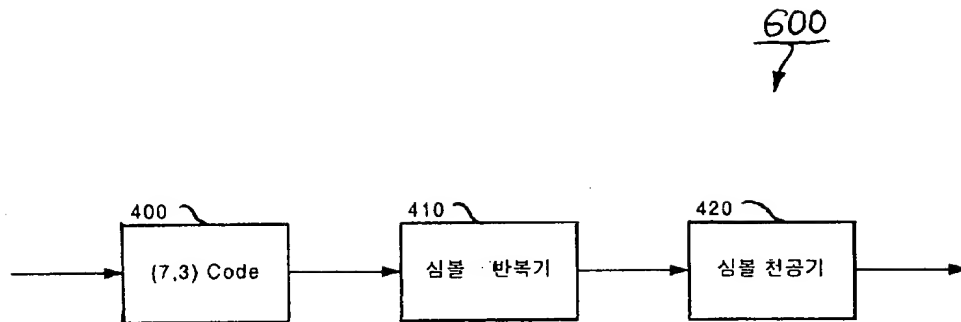
【도 2】



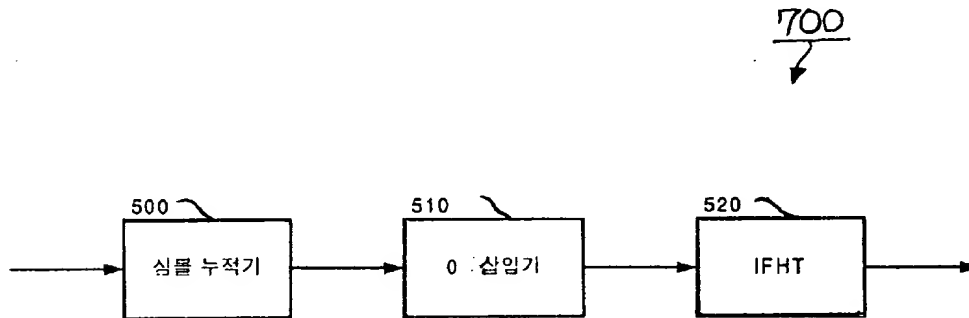
【도 3】



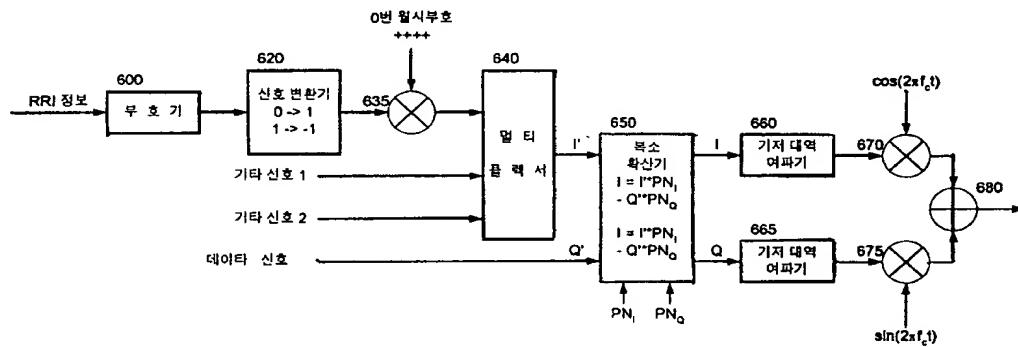
【도 4】



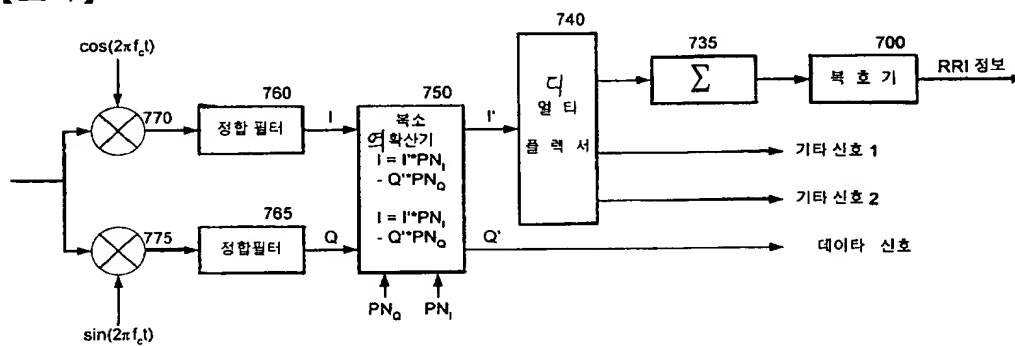
【도 5】



【도 6】



【도 7】



【서류명】	명세서 등 보정서
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2000.07.31
【제출인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【사건과의 관계】	출원인
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2000-0038399
【출원일자】	2000.07.05
【발명의 명칭】	통신시스템의 전송율 가변 지시 정보 부호화/복호화장치 및 방법
【제출원인】	
【접수번호】	1-1-00-0140312-72
【접수일자】	2000.07.05
【보정할 서류】	명세서등
【보정할 사항】	
【보정대상 항목】	별지와 같음
【보정방법】	별지와 같음
【보정내용】	별지와 같음
【취지】	특허법시행규칙 제13조의 규정에 의하여 위와 같이 제출합 니다. 대리인 이건주 (인)
【수수료】	
【보정료】	0 원
【추가심사청구료】	0 원
【기타 수수료】	0 원
【합계】	0 원

【보정대상항목】 식별번호 41

【보정방법】 정정

【보정내용】

전술한 바와 같이, 본 발명은 (7,3) 천공된 직교부호를 반복함으로써 최적부호를 생성하는 방법과, 이와 같은 방법을 이용하여 RRI비트를 전송하는 CDMA시스템에서 RRI를 부호화하는 최적의 부호화 장치 및 복호화 장치를 제공하기 위한 것이다. 전술한 설명에서는 3비트의 RRI를 부호화할 시 (8,3) 부호어 심볼중에서 해밍 거리에 영향을 미치지 않는 '0'의 비트값을 가지는 열이 천공된 (7,3) 부호어 심볼을 사용하고, 상기 (7,3) 부호어 심볼을 미리 설정된 길이 32의 부호어 심볼을 발생시키기 위해 5번 반복하고, 상기 반복된 부호어 심볼들중에서 3개의 심볼들을 천공하는 것으로 설명하였다. 실제로, $N > 2^k$ 인 (N,k) 부호기에 있어서, 길이 2^k 인 직교부호를 반복하는 방법은 부호어 심볼중에서 해밍 거리에 영향을 미치지 않는 '0'을 포함하기 때문에 해밍거리 분포상에서의 우수성을 잃게 된다. 특히, $N > k$

• 2^k 인 경우에는 (N, k) 부호기로서 $(7, 3)$ 천공된 직교부호를 반복함으로써 최적부호를 생성하는 방법이 $(8, 3)$ 직교부호를 반복하는 방법보다 최소거리 관점에서 우수하다. 또한, 상기 부호의 길이를 나타내는 N 이 7의 배수가 아닐 때, $(7, 3)$ 천공된 직교부호를 반복 후 천공을 해야하는데, 천공하는 위치에 따라서 성능이 달라진다.

예를 들어, N 을 7로 나눈 나머지가 1일 경우, $\lfloor N/7 \rfloor + 1$ 만큼 반복한 후 임의의 서로 다른 6개의 부호심볼을 천공하면 $(N, 3)$ 부호로서 최적의 부호가 된다. N 을 7로 나눈 나머지가 2일 경우, $\lfloor N/7 \rfloor + 1$ 만큼 반복한 후 임의의 서로 다른 5개의 부호심볼을 천공하면 $(N, 3)$ 부호로서 최적의 부호가 된다. N 을 7로 나눈 나머지가 5일 경우, $\lfloor N/7 \rfloor + 1$ 만큼 반복한 후 임의의 서로 다른 2개의 부호심볼을 천공하면 $(N, 3)$ 부호로서 최적의 부호가 된다. N 을 7로 나눈 나머지가 6일 경우, $\lfloor N/7 \rfloor + 1$ 만큼 반복한 후 임의의 서로 다른 1개의 부호심볼을 천공하면 $(N, 3)$ 부호로서 최적의 부호가 된다.

그러나, N 을 7로 나눈 나머지가 3이거나 N 을 7로 나눈 나머지가 4인 경우에는 부호심볼의 천공되는 위치가 다음과 같이 결정된다. N 을 7로 나눈 나머지가 3일 경우, 우선

$\lfloor N/7 \rfloor + 1$ 만큼 반복한 후, 1은 001, 2는 010, 3은 011, 4는 100, 5는 101, 6은 110, 7은 111과 같이 이진수로 표현한다. 7개의 이진 표현을 각각의 자리수가 좌표가 되는 3차원 벡터(vector)로 생각할 때, 일차독립(linearly independent)인 3개의 원소들을 제외한 나머지의 4원소들을 천공하면 최적의 부호가 된다. 예를 들면, $1 = 001$, $2 = 010$, $4 = 100$ 의 경우는 3개의 수를 자리수별 이진 가산할 때, 0이 되지 않으므로 일차독립이 된다. 그러므로, 상기와 같은 1, 2, 4번 위치를 제외한 나머지 3, 5, 6, 7번 위치의 부호심볼을 천공하면 $(N, 3)$ 부호로써 최적의 부호가 된다.

N을 7로 나눈 나머지가 4일 경우, 우선

$\lfloor N/7 \rfloor + 1$ 만큼 반복한 후, 1은 001, 2는 010, 3은 011, 4는 100, 5는 101, 6은 110, 7은 111과 같이 이진수로 표현한다. 7개의 이진 표현을 각각의 자리수가 좌표가 되는 3차원 벡터(vector)로 생각할 때, 일차독립(linearly independent)인 3개의 원소들과 상기의 3개 원소들을 이진 가산하여 얻어지는 원소를 제외한 나머지의 4원소들을 천공하면 최적의 부호가 된다. 예를 들면, $1 = 001$, $2 = 010$, $4 = 100$ 의 경우는 3개의 수를 자리수별로 각각 이진 가산할 때, 0이 되지 않으므로 일차독립이 된다. 또한, 상기와 같은 1,2,4번 위치와 상기 $1 = 001$, $2 = 010$, $4 = 100$ 를 자리수별 이진 가산하면 $7 = 111$ 이 얻어진다. 그러므로, 상기 1,2,4,7번 위치를 제외한 나머지 3,5,6번 위치의 부호심볼을 천공하면 (N,3)부호로써 최적의 부호가 된다.

상기와 같은 방법은 (7,3) 천공된 부호를 사용하는 경우에만 가능하다. 실제로 (N,3)부호의 부호어를 특정 순서대로 나열해 보면 각각의 열은 길이 $2^3 = 8$ 인 직교부호가 된다. 그리고, 길이 $2^3 = 8$ 이고 전부 0이 아닌 직교부호는 7개가 존재하는데, (N,3)부호는 상기와 같은 길이 $2^3 = 8$ 이고 전부 0이 아닌 직교부호를 N번 나열한 형태를 가진다. 따라서, N이 7이상이 될 때, 0이 아닌 직교부호들 중 어떤 직교부호를 두 번 이상 사용하지 않는다. 또한, 상기와 같은 특정 어떤 한 직교부호만을 많이 반복 사용하면 최적성을 잃게 된다. 따라서, 특정 부호의 반복성을 주어진 길이내에 최소화 하고 모든 7개의 반복을 고르게 하기 위해서는 (7,3) 천공된 부호를 사용하여야 하고 상기와 같은 반복 및 천공과 같은 방법을 사용하여 최적의 (N,3)부호를 생성할 수 있다.

반면에, (6,3) 혹은 (5,3)천공된 부호를 사용하면 어떠한 식으로 반복하고 천공하더라도 최적의 부호가 될 수 없다. 왜냐하면, (6,3) 혹은 (5,3)천공된 부호의 경우는 7개의 부호중 부분적인 부호만을 반복하기 때문에 상기와 같은 반복 및 천공과 같은 방법을 사

용하더라도 최적의 부호를 나타낼 수 없다.

위에서 본 발명은 (7,3) 천공된 직교부호를 반복함으로써 최적부호를 생성하는 방법과, 이와 같은 방법을 이용하여 RRI 비트를 전송하는 CDMA시스템에서 RRI를 부호화하는 최적의 부호화 장치 및 복호화 장치에 대해서 설명되었다. 그러나, 본 발명은 RRI의 비트수가 달라지는 경우에도 적용될 수 있다는 사실에 유의하여야 한다. 예를 들어, RRI가 q 비트로 이루어진다고 가정할 때, 상기 RRI에 대응하는 (p,q) 부호어 심볼중에서 해밍거리에 영향을 미치지 않는 비트값을 가지는 열이 천공된 (r,q) 부호어 심볼을 사용할 수 있다. 상기 (r,q) 부호어 심볼은 미리 설정된 길이 s 의 출력 부호어 심볼을 발생시키기 위해 t (여기서, t 는 (s/r) 보다 큰 정수)만큼 반복되고, 반복된 부호어 심볼중에서 심볼들간의 최소거리가 최적이 되는 위치의 심볼들이 천공된다.